IMPERIAL 67-BF95

MODEL

SERVICE MANUAL

ADJUSTMENT PROCEDURE
BS990 CHASSIS (TAST-TAM)

PRELIMINARY

Power supply

- Audio module (mono or stereo) inserted.
- Brightness and contrast to minimum (dark screen), with syncronized picture.
- Adjust P401 to 145 V + or - 1 V (Philips picture tube). To 143 V + or - 1 V (Videocolor picture tube).

Geometry

- Signal applied to the aerial. Brightness, contrast and colour saturation controls in middle position.
- Short circuit, with bridge, Fo Adjustment.
- Adjust P501 to obtain minimum horizontal running picture.
- Disconnect the bridge shortcircuiting Fo Adjustment.
- Adjust P601 (A section), to obtain correct vertical size.
- Adjust P602 (B section), for correct vertical linearity.
- Adjust P602 "vertical shift" for picture correct vertical centering.
- Adjust P601 (C section) to center the picture horizontally.
- Adjust P601 (F section), to obtain correct horizontal size.
- Adjust P601 (D section), for straight vertical lines on picture borders (E/W pin cushion correction).
- Adjust P601 (E section) to optimize the simmetry of vertical lines on picture borders (trapezium correction).

Video and audio intermediate frequencies (IF) adjustment

Instrument used:
- video and audio intermediate frequencies modulator, B/G standard for video modulation; grey scale and 2T signal with 100% white modulation (white bar). Modulation depth: 100% (residual carrier 10%). Carriers modulation: audio 400 Hz (SC1) and SC = Sound Carrier 1 KHz (SC2). with + or - 30 KHz frequency deviation. Video and sound carriers proportion 13 and 20 dB respectively; signal level 50 mV + or - 1 dB.

Video intermediate frequency adjustment

- Apply the above specified signal in parallel to Ch202 with a balanced probe.
- Connect oscilloscope to T501 emitter.
- Adjust L502 for 2T signal simmetry, on the lower part, with an amplitude overcompensation (+7% + or -5%) in respect to white bar level.
- Adjust L501 for minimum 5,5 MHz signal on the video signal (eventually connect a very low value capacitor between input and output pins of the SAW filter).

Audio circuit adjustment (stereo)

With signal used for IF video adjustment, connect oscilloscope probe on CI201 pin 15. Adjust L203 for minimum video signal.

- Adjust L202 (5,5 MHz) for maximum output (with minimum distortion) with oscilloscope probe connected to CI201 pin 7.
- Adjust L201 (5,74 MHz) for maximum output (with minimum distortion) with oscilloscope probe connected to CI201 pin 6.
- Adjust L204, with oscilloscope probe (10/1 attenuation) connected in parallel to 204 itself, for maximum 54,7 KHz signal output (at least 60 mV p.p. output).

Stereo separation adjustment

Apply the same signal used for video IF adjustment. Set the "Service" mode in the following way:

- CTV in stand-by condition.
- Push, simultaneously, pushbutton OSD (<->), Program - and Volume - on the CTV pushbutton unit and switch on the set with the remote control.
- On the screen will appear the word "PASS" and six points. With the same procedure used for "labeling" inscription (see user instruction booklet) write "SMSOXX"; XX is the integrated circuit "Technical Code" (01, 02 etc.) printed on the microprocessor case.
- Connect the oscilloscope probes to pins 1 and 3 of the Scart socket.
- Adjust LIV. 1 with + and - remote control pushbuttons for the best stereo separation (minimum L signal on pin 3 of Scart socket). Memorize this condition pushing the "normalizing" push-button.
- To enter LIV. 1 - LIV. 2 - BAL condition in the above explained "Service" mode, use remote control audio push-button.

Note: to get-out from "Service" mode push the "Auxiliary Function" pushbutton of the remote control.

Output levels adjustment

With a two channels oscilloscope connected on CI202 pins 17 and 18, adjust Liv. 1 and Liv. 2 of the same quantity (even numbers) to obtain 550 mV + or - 1 dB level.

Audio circuit adjustment (mono)

- Audio module (mono) inserted.
- Connect oscilloscope probe to Scart socket pin 1 or 3.
- Adjust L261 for maximum demodulated signal output (with minimum distortion).

AGC (Automatic Gain Control) adjustment

- Connect a signal to aerial input (1,5 mV on UHF band).
- Connect a voltmeter across CS3.
- Adjust P502 to obtain 7,5 V.

Luminance - Crominance circuits adjustment

(Colour test pattern with standard modulation)

- Connect oscilloscope probe (10/1 attenuation) on CI701 pin 1.
- Use the remote control to set the colour amplitude to the value shown on the schematic diagram (matrix condition).
- Adjust P101 for the lowest signal amplitude in the area of the anti-PAL information.
- Adjust L105 to obtain the minimum difference in colour signal amplitude between two consecutive lines.

G2 adjustment

(Use standard test pattern)

- Use the remote control unit to blank the last bar on the grey scale and set colour to minimum (B/W picture).
- Use an oscilloscope (d.c. input) to mesure the black bar level on CI701 pins 7 - 10 - 13.
- Connect the probe of the oscilloscope to the pin which shows the highest d.c. black level.
- Adjust, with G2 potentiometer, for 150 V.

Focus adjustment

- Use the focus potentiometer to obtain best focus.

White adjustment

(Before beginning adjustment, set potentiometer P701 - P 702 to obtain the maximum video output level)

- Adjust P701 or P702 if coloration is noted on the gray scale.

OPERAZIONI DI TARATURA - NORME PRELIMINARI
TELAIO BS 990 (TAST - TAM)

Alimentazione

- Telaio equipaggiato di modulo audio (stereo oppure mono).
- Luce e contrasto al minimo, schermo buio, immagine sincronizzata.
- Regolare P401 per 145 V ± 1V (cinescopio PHILIPS) per 143 V ± 1V (cinescopio VIDEOCOLOR).

Geometria

- Segnale in antenna, luce, contrasto, colore a metà regolazione.
- Inserire un ponticello di corto circuito su FO Adjust.
- Regolare P 501 per il minore scorrimento dell'immagine in senso orizzontale.
- Disinserire il ponticello di corto circuito.
- Regolare P 601 (sezione A) per l'ampiezza verticale corretta (scomparsa della merlatura, con monoscopio PHILIPS)
- Regolare P 601 (sezione B) per la corretta linearità verticale.
- Regolare P 602 "shift verticale" per una corretta centratura della immagine in senso verticale.
- Regolare P 601 (sezione C) per la centratura orizzontale.
- Tarare P 601 (sezione F) per un'ampiezza orizzontale corretta (scomparsa della merlatura con monoscopio PHILIPS).
- Regolare P 601 (sezione D) per ottenere le righe verticali diritte ai bordi dell'immagine (E/W).
- Regolare P 601 (sezione E) per la miglior simmetria delle righe verticali esterne dell'immagine (trapezio).

Frequenza intermedia video e audio.

Strumenti necessari:
- modulatore video e suono stereo a frequenza intermedia, norma B/G con modulazione video: bianco al 100% (barra bianca) scala dei grigi e segnale 2T. Profondità di modulazione 100% (portante residua 10%). Modulazione delle portanti, suono 400 Hz (SC1) e 1 KHz (SC2) con deviazione di frequenza di ± 30 KHz, con rapporto tra portante video e portanti suono di 13 e 20 dB rispettivamente. Livello del segnale 50 mV ± 1 dB.

Taratura della media frequenza video.

- Applicare il segnale sopra specificato con sonda bilanciata in parallelo a Ch 202.
- Collegare la sonda dell'oscilloscopio sull'emettitore di T 501.
- Tarare L 502 per la simmetria del segnale 2T alla base con sovracompensazione in ampiezza del + 7% ± 5% rispetto al livello della barra bianca.
- Tarare L 501 per la minor residua a 5,5 MHz presente sul segnale video (eventualmente con l'aggiunta di una piccola capacità di corto circuito fra ingresso e uscita del filtro ad onde acustiche).

Taratura sezione audio. (Stereo).

Con il segnale come per la taratura IF video, collegare la sonda dell'oscilloscopio su Pin 15 CI201, tarare L203 per il minimo contenuto di segnale video.
- Tarare L202 (5,5 MHz) per la max uscita (minor distorsione) con sonda dell'oscilloscopio sul pin 7 (CI201).
- Tarare L201 (5,74 MHz) per la max uscita (minor distorsione) con sonda dell'oscilloscopio su pin 6 (CI 201).
- Tarare L204 con sonda dell'oscilloscopio in parallelo a L204 (sonda oscilloscopio 10/1) per la massima uscita (segnale 54,7 KHz) su pin 2 (CI 202) 60 mVpp (minimo).

Taratura della separazione stereo.

Con l'ausilio dello stesso segnale impiegato per la taratura della media frequenza video e con memoria (CI 1) precaricata ai valori:
IND 203 valore 16 dec. LIV. 1
IND 203 valore 32 dec. LIV. 2
Entrare in modo "Service" con la seguente procedura: con il televisore in condizione di "Stand-by" premere contemporaneamente i tasti sul cruscotto: OSD - programma meno e volume meno ed accendere il televisore con il telecomando. Sullo schermo comparirà la scritta "PASS" seguita da sei trattini che con procedura come per l'immissione della "label" (vedere libretto istruzioni d'uso del televisore) si compilerà la scritta "SM90XX" dove xx è il "Tecnical code" dell'integrato (01, 02, ...).
Collegare le sonde dell'oscilloscopio sui pin 1 e 3 della presa SCART (non influenzati dai toni).
Variare il LIV. 2 con i tasti + e - del telecomando e memorizzare con il tasto di normalizzata in condizione di miglior separazione stereo (min. modulazione del segnale L, visualizzato sul pin 3 della presa SCART).
Per visualizzare LIV. 1, LIV. 2 e BAL si agisce in condizione di "Service", sopra descritta, agendo sul tasto delle funzioni audio del telecomando.

NOTA: Per uscire dalla condizione di "Service" si agisce sul tasto "Funzioni ausiliarie".

Regolazione dei livelli di uscita.

Collegare le due sonde dell'oscilloscopio sui piedini 17 e 18 del CI 202 e regolare LIV. 1 e LIV.2 della stessa quantità (numeri pari) per un livello di 550 mV ± 1 dB. Uscire dal "Service".

Taratura della sezione audio. (Mono)

Televisore equipaggiato di scheda audio-mono.
Collegare la sonda dell'oscilloscopio sul pin 103 della presa SCART.
Tarare L 261 per la massima uscita del segnale demodulato (minor distorsione).

Taratura del controllo automatico di guadagno.

Collegare un segnale in antenna di circa 1,5 mV nella banda UHF. Collegare un voltmetro ai capi di C83
Regolare P502 per 7,5 V.

Luminanza - crominanza.

(Monoscopio colore con modulazione standard).

- Collegare la sonda dell'oscilloscopio (10 : 1) sul pin 1 di CI 701.
- Regolare, con il telecomando, l'ampiezza del segnale colore per la condizione di matrice.
- Regolare P 101 per la minore ampiezza del segnale in corrispondenza dell'informazione anti PAL.
- Regolare L 105 per la minor differenza di ampiezza del segnale colore di due righe consecutive.

Regolazione G2.

(Segnale monoscopio).

- Con il telecomando interdire l'ultima barra della scala dei grigi e mettere al minimo il colore (immagine B/N).
- Misurare con l'oscilloscopio collegato in continua il livello della barra nera sui pin 7 - 10 - 13 del CI 701.
- Collegare la sonda dell'oscilloscopio sui pin 7 - 10 - 13 con livello del nero in continua più elevato.
- Tarare con il potenziometro della G2 per 150 V.

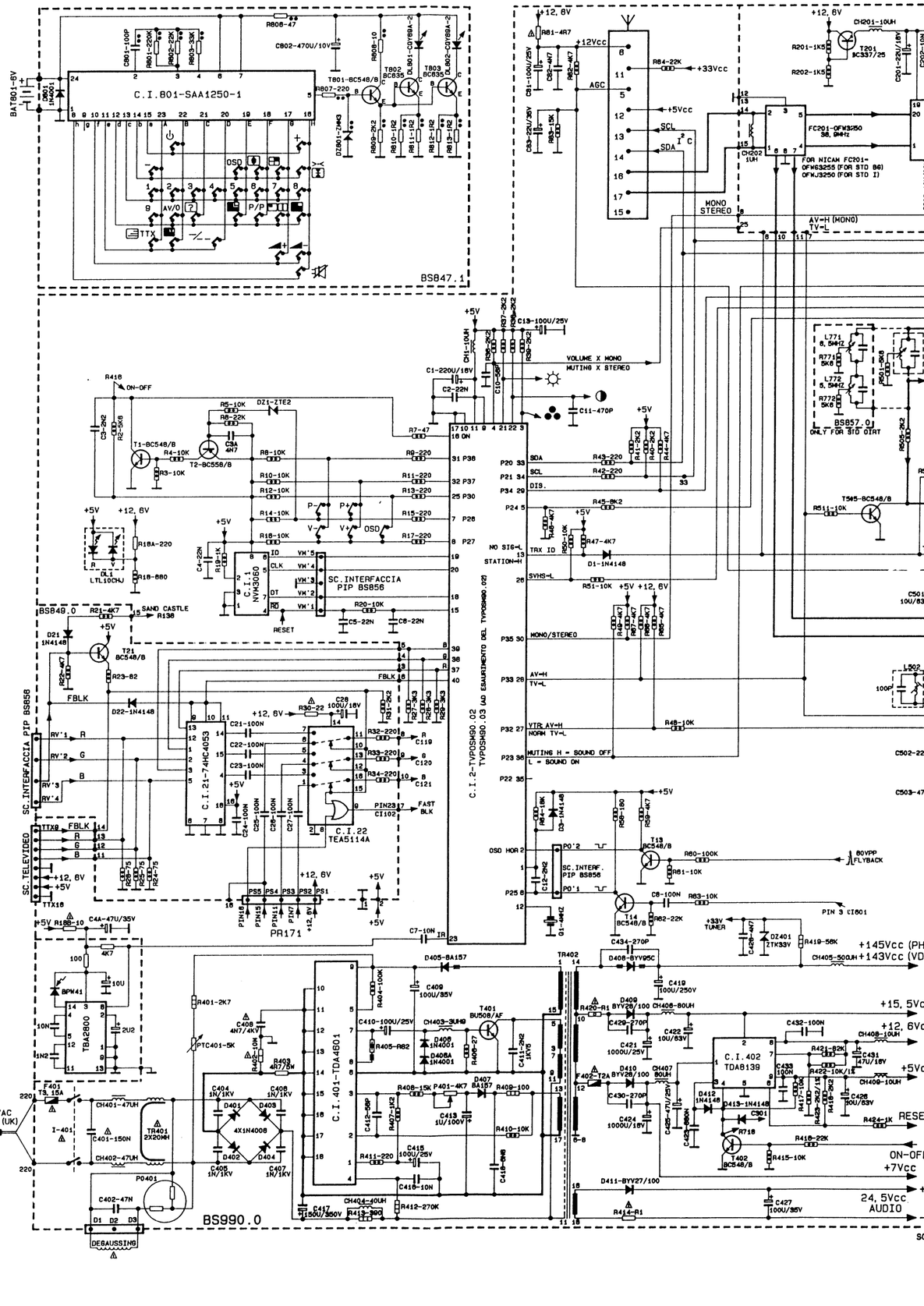
Taratura della focalizzazione.

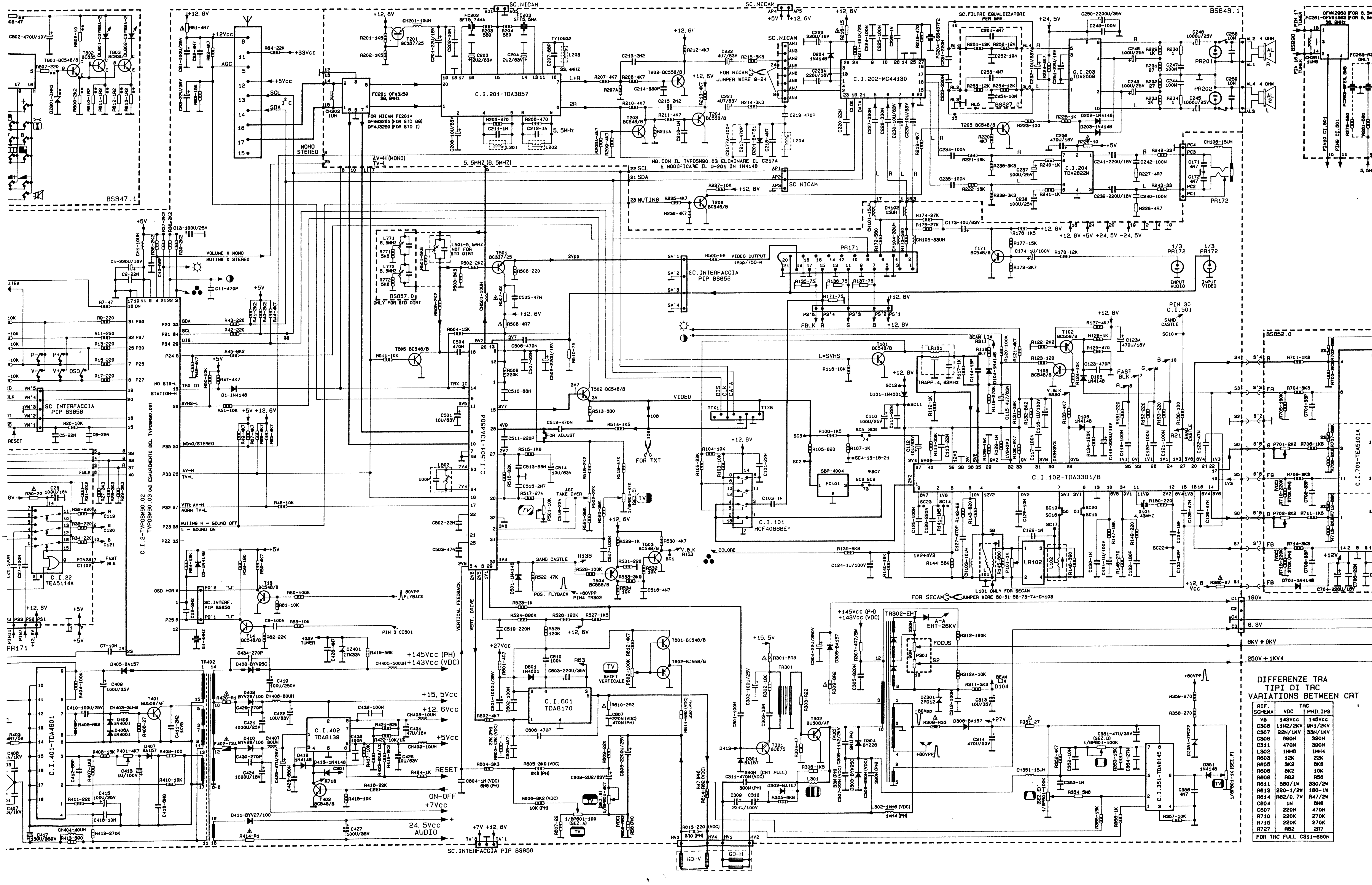
- Effettuare la migliore focalizzazione mediante l'apposito potenziometro.

Taratura del bianco.

(Iniziare la taratura con potenziometri P701 - 702 per la massima uscita del segnale video).

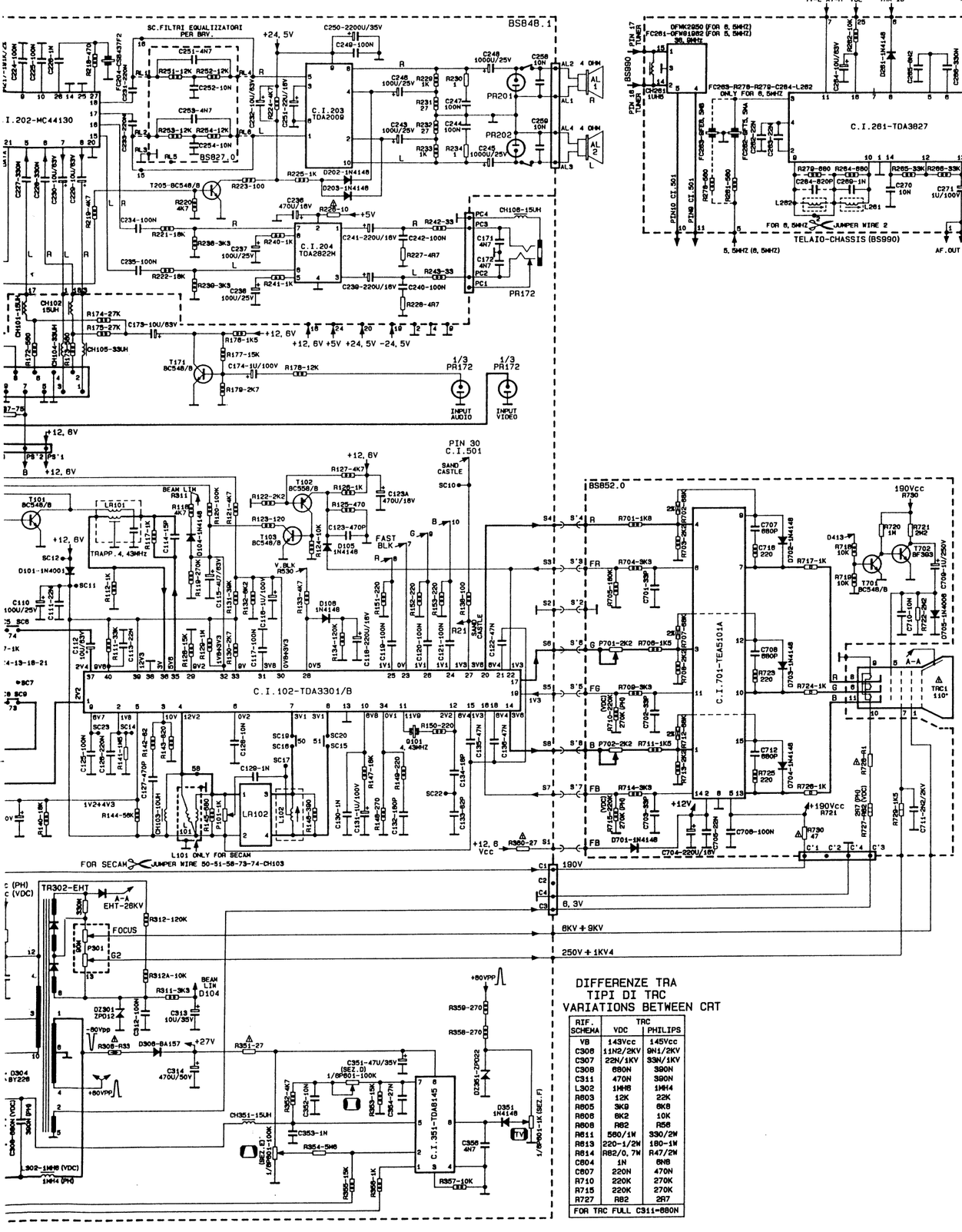
- Tarare P701 - 702 se compaiono colorazioni predominanti sulla scala dei grigi.

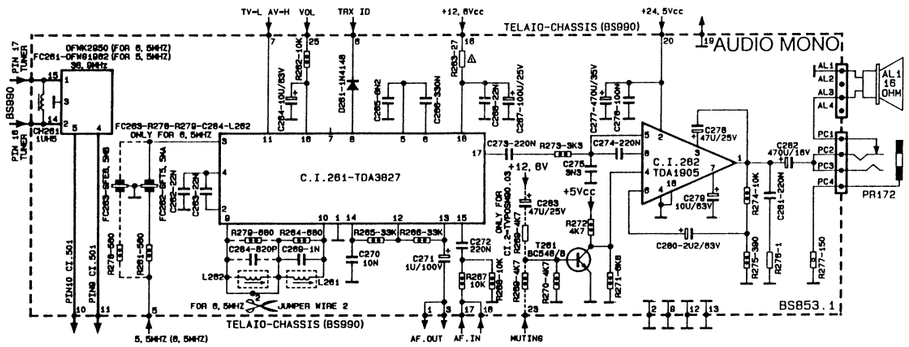



BS847.1
BS848.1
BS852.0
BS857.0
BS827.0
BS890
C.I.201-TDA3857
C.I.202-MC44130
C.I.203 TDA2009
C.I.204 TDA2822M
C.I.501-TDA4504
C.I.102-TDA3301/B
C.I.101 HCF4066BEY
C.I.701-TEA5101A
C.I.2-TVPOSM90.02
TVPOSM90.03 (AD ESAURIMENTO DEL TVPOSM90.02)
C.I.22 TEA5114A
C.I.401-TDA4601
C.I.402 TDA8139
C.I.601 TDA8170
C.I.351-TDA8145
TR402
TR301
TR302-EHT
EHT-26KV
FOCUS
G2
SC.NICAM
SC.FILTRI EQUALIZZATORI PER BRV.
SC.INTERFACCIA PIP BS856
SC.INTERF. PIP BS856
NB.CON IL TVPOSM90.03 ELIMINARE IL C217A E MODIFICARE IL D-201 IN 1N4148
FOR NICAM JUMPER WIRE 8-24
FOR NICAM FC201-OFWG3255 (FOR STD BG) OFWJ3250 (FOR STD I)
ONLY FOR STD OIRT
FOR SECAM JUMPER WIRE 50-51-58-73-74-CH103
L101 ONLY FOR SECAM
FOR TXT
FOR ADJUST
VIDEO OUTPUT 1Vpp/750HM
INPUT AUDIO
INPUT VIDEO
VOLUME X MONO
MUTING X STEREO
+145Vcc (PH)
+143Vcc (VDC)
+15, 5Vcc
+12, 6Vcc
+5Vcc
RESET
ON-OFF
+7Vcc
24, 5Vcc AUDIO
190V
6, 3V
8KV ÷ 9KV
250V ÷ 1KV4
VERTICAL FEEDBACK
VERT. DRIVE
SHIFT VERTICALE
POS. FLYBACK
SAND CASTLE
COLORE
TRAPP. 4, 43MHz
BEAM LIM

DIFFERENZE TRA TIPI DI TRC
VARIATIONS BETWEEN CRT

RIF. SCHEMA	TRC VDC	TRC PHILIPS
VB	143Vcc	145Vcc
C306	11N2/2KV	9N1/2KV
C307	22N/1KV	33N/1KV
C308	680N	390N
C311	470N	390N
L302	1MH6	1MH4
R603	12K	22K
R605	3K9	6K8
R606	8K2	10K
R608	R82	R56
R611	560/1W	330/2W
R613	220-1/2W	180-1W
R614	R82/0,7W	R47/2W
C604	1N	6N8
C607	220N	470N
R710	220K	270K
R715	220K	270K
R727	R82	2R7
FOR TRC FULL C311=680N		





Colour TV receiver
Farbfernsehgerät
Téléviseur couleur
Televisore a colori

TAST - TAM

BS 990.0 - 110°

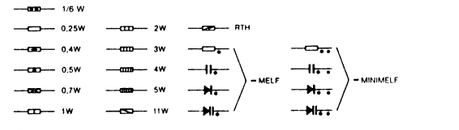
BS 827-841-843-848-849-853-858

The manufacturers reserve all legal rights with regard to the ownership of this document and hereby prohibit reproduction or distribution of the same without their prior permission.
Moreover, they decline all responsibility for eventual errors, whether due to misprints or incorrect transcription, and reserve the right to make any necessary or useful changes without jeopardizing the essential characteristics.
All resistors without markings are 1/4 W - 5%. All measurements refer to ground with mains supply 220V (240V UK) correct picture and a voltmeter of 20.000 Ohm/V.

Die Herstellerfirma behält sich alle gesetzlichen Eigentumsrechte dieser Unterlage vor, der Nachdruck und die Verbreitung bedarf der ausdrücklichen Genehmigung durch dieselbe.
Ferner wird jegliche Verantwortung für eventuelle Ungenauigkeiten der vorliegenden Unterlage, durch Fehler beim Druck oder bei der Übertragung des Textes, abgelehnt. Die Herstellerfirma behält sich weiter vor, Änderungen, die als notwendig oder zweckmässig angesehen werden, vorzunehmen ohne dass dabei die wesentlichen Eigenschaften des Teiles beeinträchtigt werden.
Alle Widerstände ohne Bezeichnung sind 1/4 W - 5%. Alle Messungen beziehen sich auf Masse, mit einer Netzspannung von 220 V (240 V UK) und normalem Fernsehsignal gemessen mit einem Voltmeter von 20.000 Ohm/V.

Le constructeur se réserve aux térmes de la loi, la proprieté de le document et l'interdiction de le réimprimer ou sa divulgation sans son permi.
Decline toute responsabilitè pour d'éventuelles inexactitudes (fautes d'impression ou de transcription), contenues dans ce document. Il se réserve en outre le droit d'apporter toutes les modifications qu'il estimerait necessaires ou utiles, sans porter préjudice au caracteristiques essentielles.
Toutes les résistances sans d'indication sont de 1/4 W - 5%. Toutes les mesures sont respect a la masse, avec tension secteur 220 V (240 V UK). Image corecte et avec un voltmètre de 20.000 Ohm/V.

La casa costruttrice si riserva ai termini di legge la proprietà del presente documento con divieto di riprodurlo o divulgarlo senza sua previa autorizzazione.
Inoltre declina ogni responsabilità per le possibili inesattezze contenute nel presente documento, se dovute ad errori di stampa o trascrizione. Si riserva il diritto di apportare quelle modifiche che ritenesse necessarie o utili, senza pregiudicarne le caratteristiche essenziali.
Tutte le resistenze prive d'indicazione s'intendono da 1/4 W - 5%. Tutte le misure s'intendono rispetto a massa con alimentazione rete 220 V (240 V UK). Immagine corretta e con un voltmetro da 20.000 Ohm/V.



In order to ensure the maximum safety and reliability, original spare parts should always be used when replacing components.
Particular care should be taken when replacing components marked with the symbol ⚠ .

Zur Gewährleistung von Sicherheit und Zuverlässigkeit dürfen nur Original-Ersatzteile verwendet werden.
Besondere Sorgfalt wird bei den Teilen, die mit dem Symbol ⚠ gekennzeichnet sind, verlangt.

Pour une plus grande sécurité et fiabilité, tous les composants doivent être remplacés par des pièces originales.
Il faut prêter une attention particulière à ceux portant le symbole ⚠ .

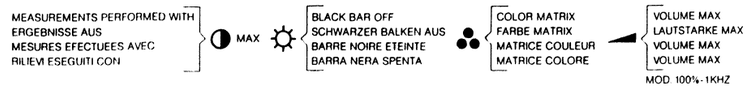
Ai fini della sicurezza ed affidabilità tutti i componenti devono essere sostituiti con pezzi originali.
Particolare attenzione va posta a quelli contrassegnati con il simbolo ⚠ .

MEASUREMENTS PERFORMED USING COLOUR BARS WITH 100% MODULATION

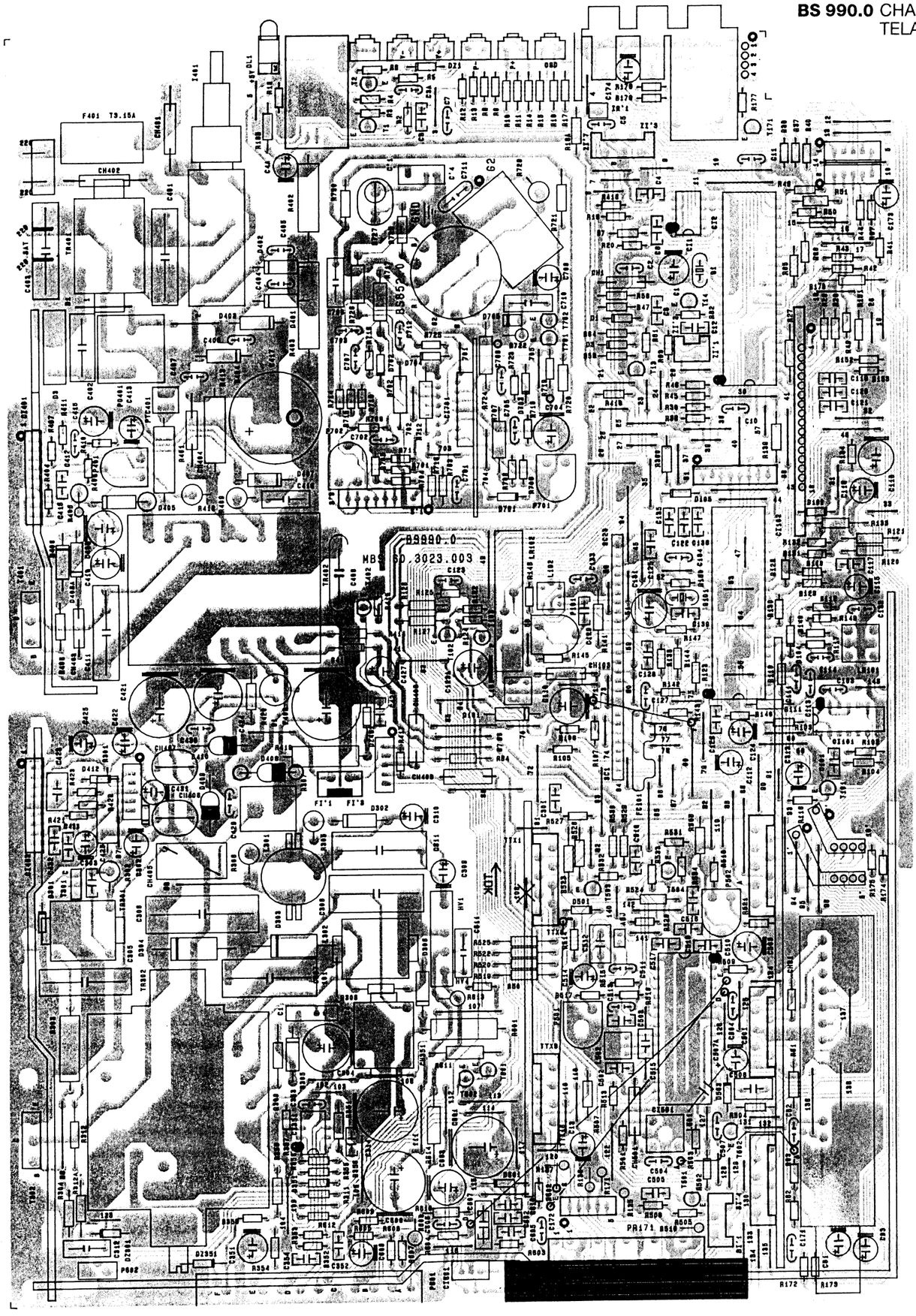
MESSUNGEN SIGNALTYP 100% MODULIERTES FARBBALKEN

LES MESURES SONT EFECTUEES AVEC SIGNAL: MIRE EN COULEUR MODULEE AU 100%

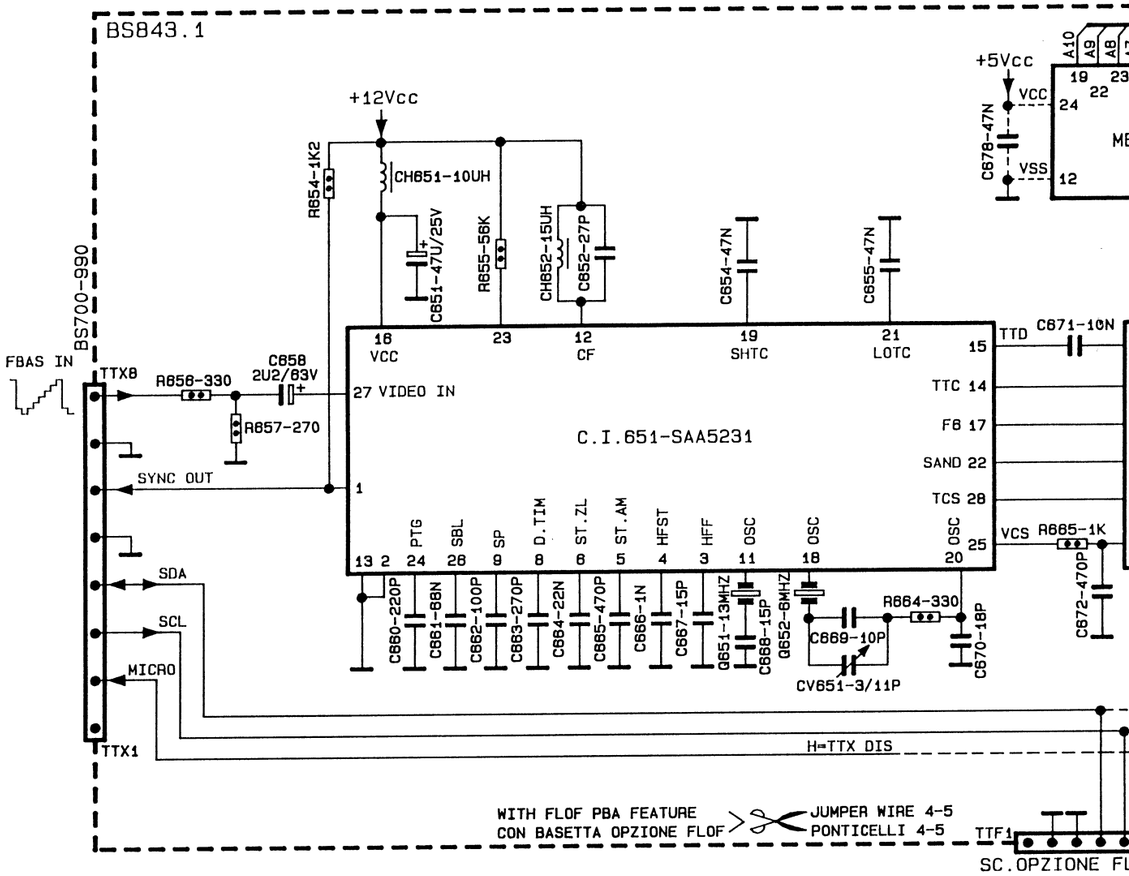
RILIEVI ESEGUITI CON SEGNALE: BARRE COLORE MODULATE AL 100%

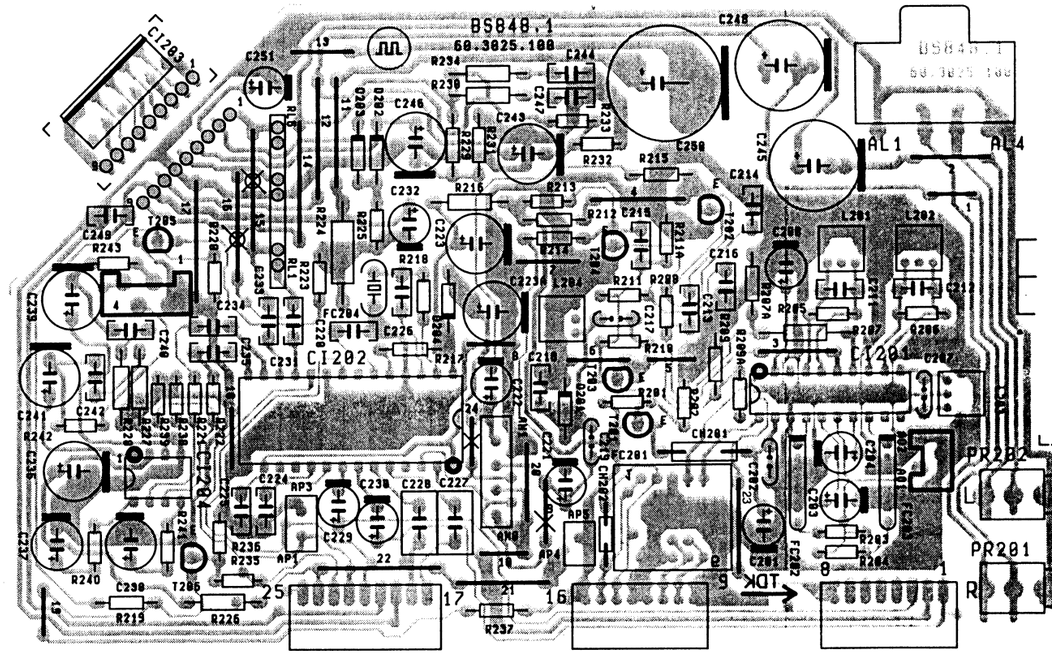


BS 990.0 CHASSIS
TELAIO



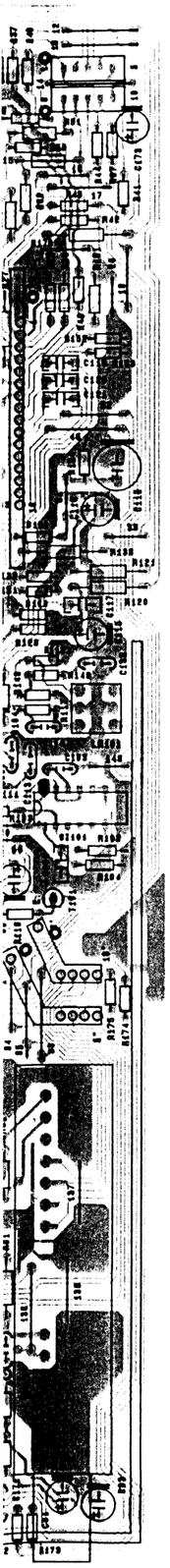
TELETEXT-TELEVIDEO «CCT»

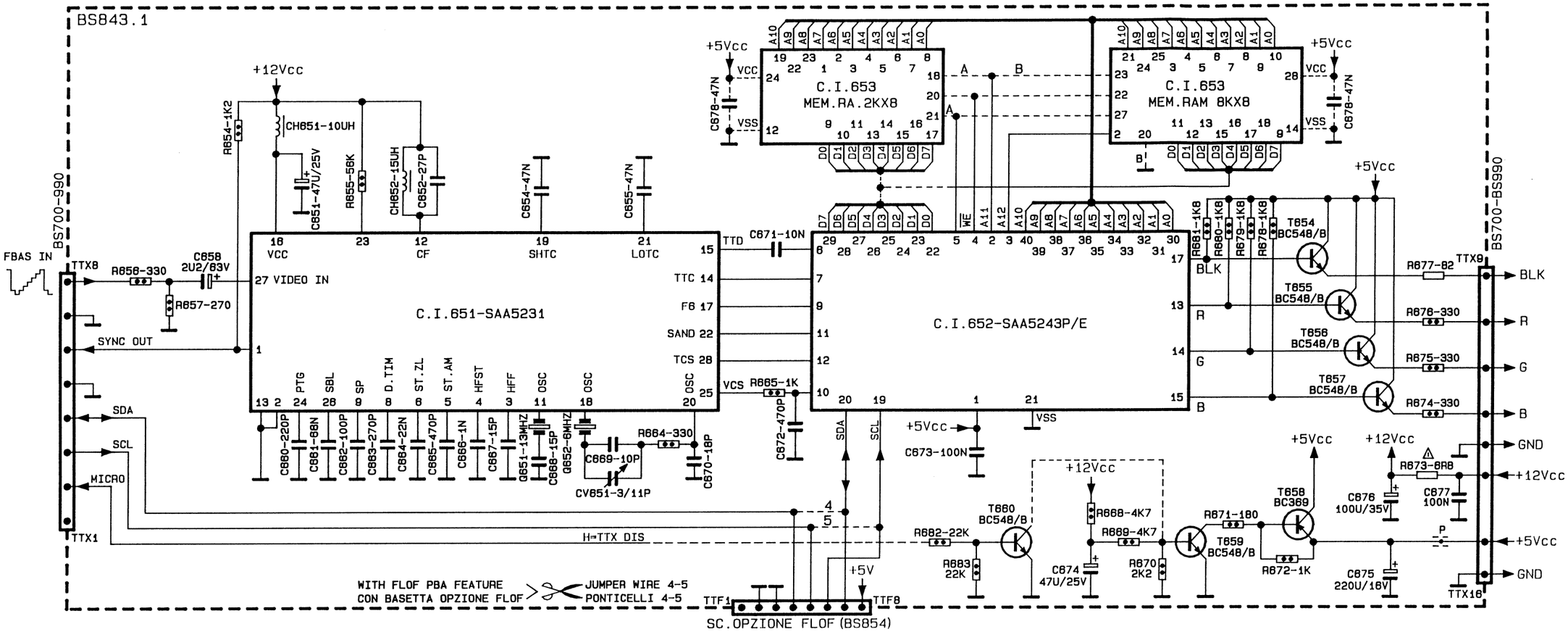


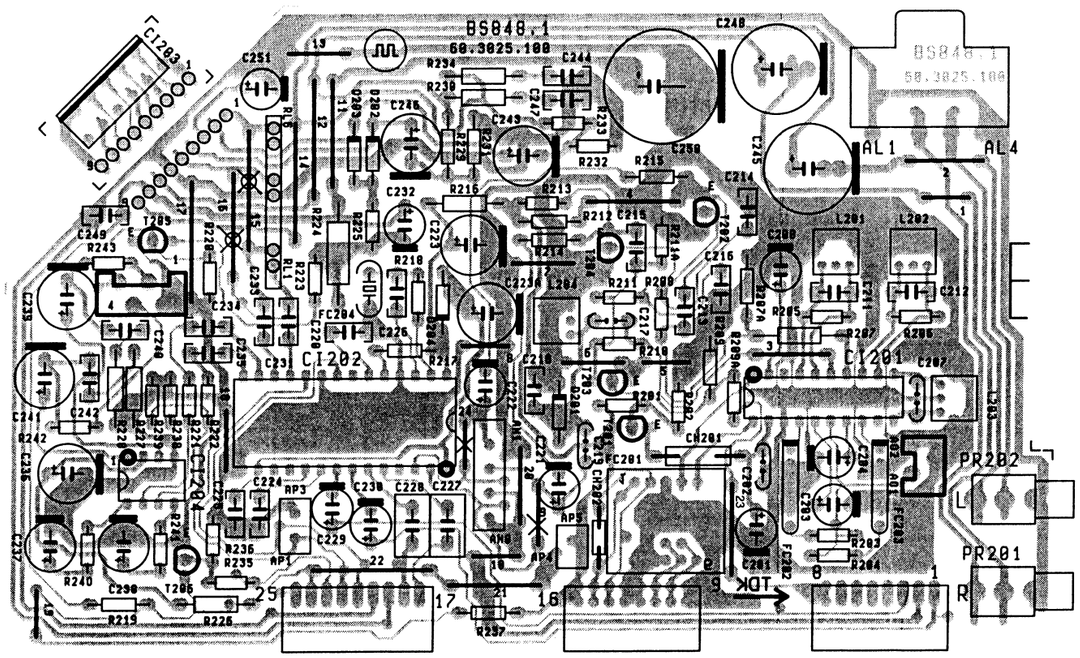


BS 848.1 - SC. AUDIO STEREO

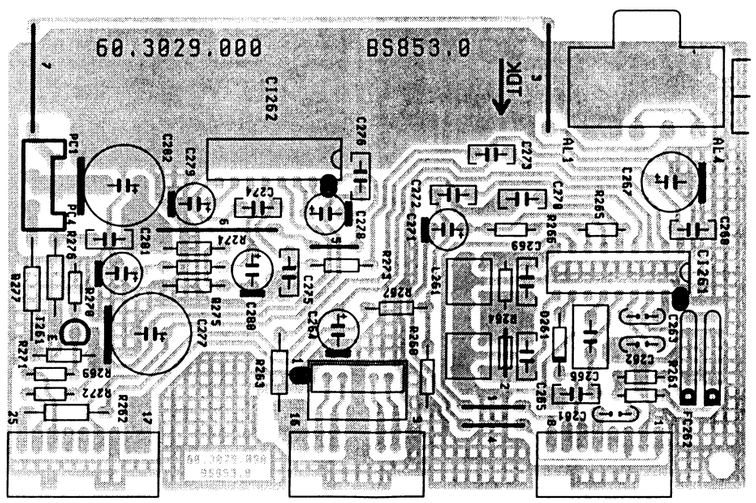
TELETEXT-TELEVIDEO «CCT» BS 843





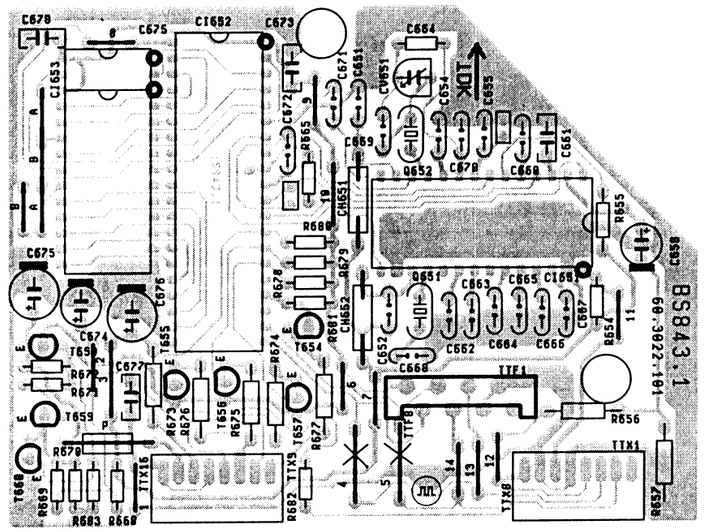


BS 848.1 - SC. AUDIO STEREO

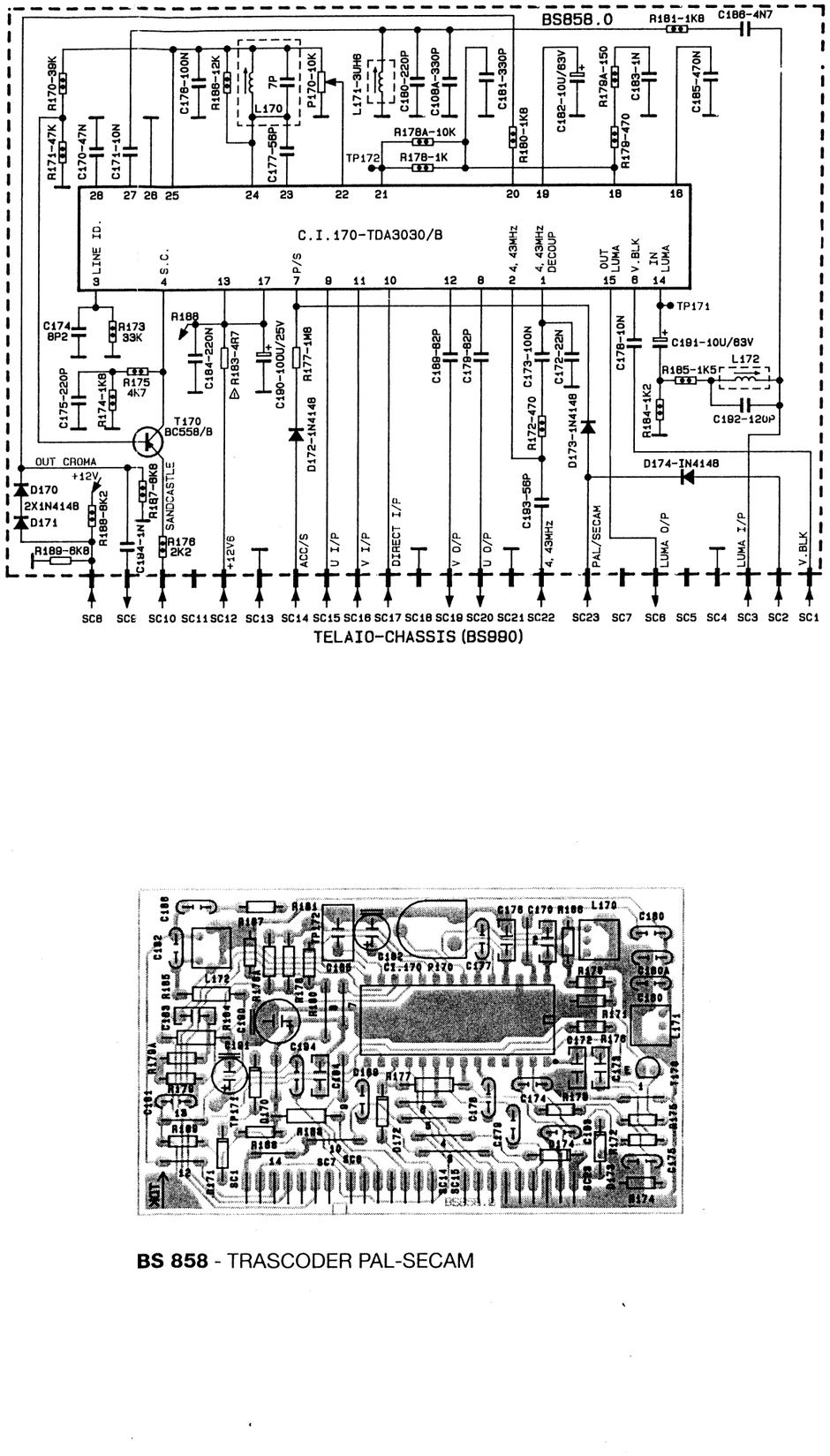


BS 853.0 - SC. AUDIO MONO

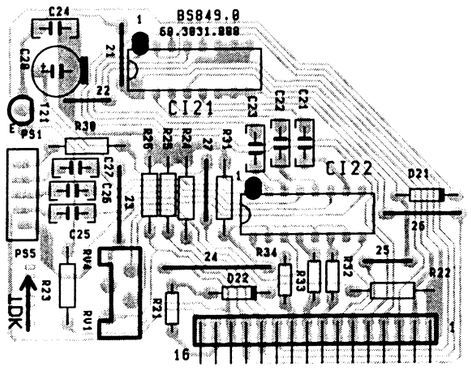
TRASCODER PAL-SECAM BS 858



BS 843.1 - SC. TELETEXT - TELEVIDEO



TELAIO-CHASSIS (BS990)



BS 849.0 - INTERFACE RGB
INTERFACCIA RGB

BS 858 - TRASCODER PAL-SECAM

INHALT

BESCHREIBUNG DES CHASSIS BS 990: BLOCKSCHALTBILD....Seite 2

SCHALTNETZTEIL..... " 8

VIDEO-SIGNAL TDA 4504/B, BILD UND ZEILE..... " 17

KISSENENTZERRUNG..... " 24

LUMINANZ UND CHROMINANZ SIGNALE TDA 3301/B
VIDEOENDSTUFEN..... " 30

ELEKTRONISCHE ABSTIMMUNG..... " 33

TONSTUFEN FÜR STEREO-GERÄT..... " 56

VIDEOTEXT..... " 60

BESCHREIBUNG DES CHASSIS BS 990

EINLEITUNG

Das Chassis ist für Stereo und Mono Geräte sowie für Bildröhren mit 110° Ablenkung und mit Kissenentzerrung entwickelt worden.

Die Schaltung ist ausgelegt für den Empfang der Normen B/G und den Normen I und OIRT, PAL und SECAM/PAL.

Der Empfang erfolgt mit Frequenz-Synthese, mit Fernbedienung und 40 Programm Speicher.

Mit der Fernbedienung können alle Funktionen gesteuert werden, Videotext, Ton Mono und Stereo. Vom Bedienteil sind nur die wichtigsten Funktionen anwählbar.

Das Chassis verfügt über eine SCART Buchse und kann die Baueinheit Videotext aufnehmen.

Im Stereo-FS-Gerät ist serienmäßig Videotext eingebaut.

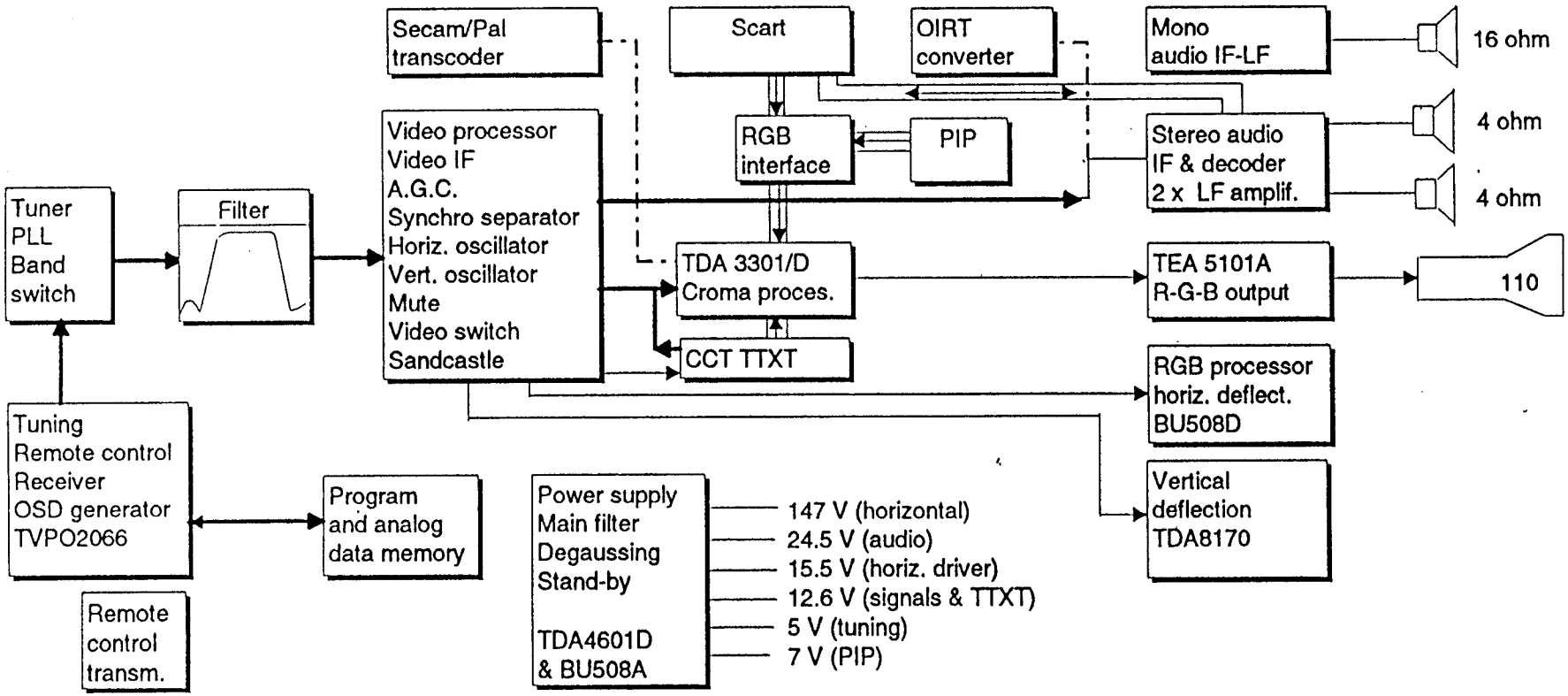
BESCHREIBUNG VOM BLOCKSCHALTBILD

Tuner

Das Antennensignal wird im Tuner, nach Filterung und Verstärkung, in ein ZF-Signal umgewandelt.

Die Varicapspannung für die Abstimmung des Signals wird von einer Frequenz-Synthese erzeugt.

BLOCK DIAGRAM



Videostufen

Das Video-ZF-Signal, das im Tuner schon verstärkt worden ist, gelangt über ein OWF (mit symmetrischen Ausgang) zum IC TDA4504 der folgende Funktionen übernimmt:

- ZF-Signalverstärkung.
- Demodulation vom ZF-Signal.
- Übergabe eines Videosignals an die SCART-Buchse.
- Übergabe eines Ton-ZF-Signals an die Tonstufen.
- Übergabe eines Videosignals der Videotextschaltung.
- Übergabe eines Signals an die Video-Chrominanzstufen.
- Schalter für das Signal von der Antenne oder von der SCART-Buchse
- Die Spannung für die automatische Verstärkungsreglung erzeugen.
- Synchronsignaltrennung.
- Synchronsignale für Bild und Zeile erzeugen.
- Die Spannung für die Stummschaltung erzeugen.
- Ein gegengekoppeltes Signal für die Bildablenkung erzeugen.
- Das Sandcastle-Signal erzeugen.
- Das Steuersignal für die Zeilenendstufe erzeugen.

Videochrominanzstufen

In den Luminanz- und Chrominanzstufen wird das FBAS Signal von 1Vss in die drei R-G-B Signale umgewandelt, die dann die Videoendverstärker für die Bildröhre ansteuern.
Die weiteren Funktionen dieser Schaltung sind folgende:

- Schwarzwertüberwachung der drei Farbsysteme
- Strahlstrombegrenzung
- Einblendung von anderen RGB Signalen von der SCART-Buchse oder vom Videotext
- Durchführung der Analogeinstellungen (Helligkeit, Farbe und Kontrast)
- SECAM Transcoder
- Treiber für die Luminanz Verzögerungsleitung
- Decodierung des Chrominanzsignals.

R-G-B Endstufen

Es werden folgende Funktionen durchgeführt: Verstärkung der RGB Signale, Verstärkung der Signale für die automatische Arbeitspunktreglung der RGB Endstufen, Verstärkungsreglung der Videoendstufen um die erwünschte Farbtemperatur zu erhalten, bei niedriger und hoher Helligkeit.

Transcoder PAL/SECAM

Diese Schaltung besteht aus einer Stufe die ein Signal der SECAM Norm erkennt, es dekodiert und es in ein PAL Signal umwandelt das von den Video-Chrominanzstufen weiterverarbeitet werden kann.

Netzteil

Das Netzteil besteht aus:
- Netzfilter
- Entmagnetisierung der Bildröhre
- Brückengleichrichter
- Schaltnetzteil
- Stand-by Schaltung
- Gleichricher für die Betriebsspannungen: 145V, 24,5V, 12,6V, 15,5V, 7V und 5V.

Zeilenablenkstufe

Die Schaltung besteht aus einer Leistungsstufe die den notwendigen Strom für die Ablenkung der Bildröhre und den Linearitätseinstellungen liefert.
Die weiteren Funktionen sind: Erzeugung der Hochspannung der Bildröhre aus der Sekundärwicklung des Zeilentrafos; aus der gleichen Sekundärwicklung wird die Fokusspannung und die Gitter 2 Spannung für die Bildröhre erzeugt; aus dem Massebezug dieser Wicklung wird die Information der Größe des Strahlstroms entnommen für die Begrenzung desselben.
Die Betriebsspannungen der Videoendstufen werden durch Gleichrichtung des Zeilenrückschlagsimpuls gewonnen.
Aus den Sekundärwicklungen des Zeilen-Transformators wird die Speisespannung für den Heizfaden der Bildröhre entnommen und weitere im Chassis verwendete Spannungen erzeugt.

Bildablenkstufe

In dieser Stufe wird der Sägezahn, der in der Videostufe erzeugt worden ist, verstärkt und es wird der notwendige Ablenkstrom für die Bildablenkung erzeugt.
Es sind alle Amplituden-, Linearitäts- und Shifteinstellungen vorhanden die notwendig sind um die Tolleranzen der Bildröhre und der Schaltung zu kompensieren.

ZF- und Stereotonstufen

Diese Schaltung dient folgenden Funktionen:
Begrenzerverstärker, Deemphasis und Demodulator 5,5 und 5,74 MHz Signale, Stereo- und Zweisprachendecoder.
Übernimmt alle Funktionen für die NF Signale der Scart-Buchse.
Regelt getrennt die Lautstärke für die Lautsprecherausgänge und den Kopfhörer. Die Stummschaltung beeinflusst nur die Lautstärkerausgänge.
Hat weiterhin eine doppelte Leistungsstufe, in Klasse B für die Lautsprecherausgänge und in A für den Kopfhörer.

ZF- und Monotonstufe

Hat alle vorherigen Stufen ausser dem Stereodecoder und nur eine Leistungsstufe. Der Kopfhörerausgang ist nicht getrennt regelbar.

OIRT Konverter

Auf Wunsch kann auch ein Konverter eingebaut werden der automatisch das 6,5 MHz Intercarriersignal in ein 5,5 MHz Signal umsetzt das von der vorher beschriebenen Schaltung demoduliert werden kann.

Abstimmstufe

Die Abstimmung erfolgt mit einer Frequenz-Synthese. Es können alle CCIR, Italienischen, OIRT, CATV und Hyperbandkanäle abgestimmt werden.
Verfügt über 40 Programme (AV - 39) und über Programm 0 (AV) wird das FS-Gerät als Monitor betrieben.

Fernbedienung

Die Übertragung der Befehle erfolgt mit IR-Licht und es werden 29 Befehle verwendet um alle Einstellungen am FS-Gerät vornehmen zu können.

TTX (Videotext)

Es ist möglich einen Videotextdecoder einzubauen für den Videotextempfang. Der Decoder ist von der Tye CCT mit 2 oder 4 Seitenspeicher. (Das Stereogerät hat serienmäßig Videotext eingebaut).

PIP (Bild in Bild)

Das FS-Gerät kann mit PIP ausgestattet sein oder für den späteren Einbau vorgesehen sein.

Schaltnetzteil

Wichtigste Funktionen
Das Schaltnetzteil wird mit 220V Wechselspannung betrieben und erzeugt an seinen vier Ausgängen folgende Spannungen:

145V, ±24,5V, 15,5V, 12,6V, 7V und 5V.

Diese Spannungen werden im Gerät verteilt und sind stabilisiert.
Sie sind weiterhin galvanisch von der Netzspannung getrennt.
Das Netzteil ist auch in Stand-by eingeschaltet.

Schaltungsbeschreibung

Das Netzteil ist ein Schaltnetzteil, mit einer Arbeitsfrequenz zwischen 25 und 70 kHz.
Es besteht aus eienem IC, TDA 4601/D, einen Schalter BU508AF und einen Transformator.

Funktionen des IC TDA 4601/D

- Steuerung für den Schalttransistor T401
- Regelt die Ausgangsspannung für die größte und keinste Last.
- Hält die Ausgangsspannung konstant auf 1% zwischen 170V und 260V der Netzspannung.
- Ist gegen Kurzschluß gesichert.

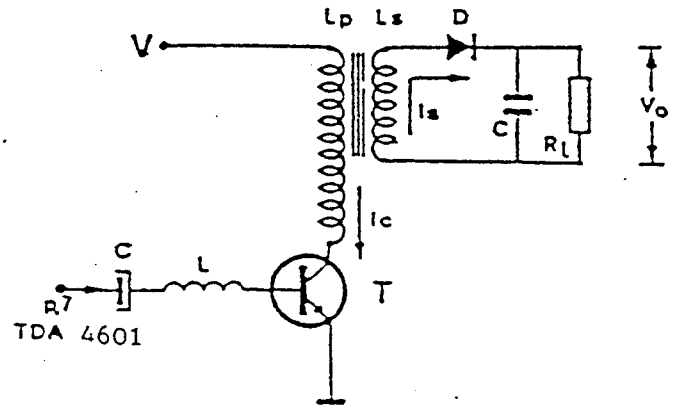
Am Ausgang des Sekundärkreises sind zwei gefilterte Spannungen vorhanden die mit P401 eingestellt werden können.

Soll-Werte

145V (143V für Videocolor Bildröhre) um die Zeilenstufe und die Videoendstufen mit Spannung zu versorgen.
24,5V für die Ton-Endstufen.
12,6V für die Abstimmung, TDA4504/B und Tonschaltung.
5V für den Mikroprozessor, für den Fernbedienempfänger und die Stand-by Schaltung.
15,5V für die Bildendstufe und die Verzögerte 12,6V Einschaltung.
7V für PIP.

Funktionsprinzip

Das Schaltnetzteil ist ein Oszillator mit veränderbarer Frequenz je nach Netzspannung und Last.
Die Schaltung wird von der gleichgerichteten Netzspannung mit Spannung versorgt.
Ein Leistungstransistor ist als Schalter eingesetzt, er ist für T1 leitend und für T2 nicht leitend.
Die Primärwicklung mit Induktanz LP ist die Last für den Transistor.
In der Phase T1 wird die Leistung aufgenommen und als magnetisches Feld in der Primärwicklung gespeichert.
In der Phase T2 wird die Leistung über die Sekundärwicklung an die Last (Kondensatoren) übertragen.
Betrachten wir der Einfachheit halber nur eine Sekundärwicklung.
Durch Einstellung der Ladezeit T1 und Entladezeit T2 wird die Energieübertragung den Änderungen der Netzspannung und der Last angepaßt.
Die Schaltung ist folgende:



Die Sekundärwicklungen sind mit einer Wicklung LS abgebildet.
Die Basis des Transistors ist über ein L-C Glied am IC angeschlossen.
V ist die gleichgerichtete Spannung vom Netz, Vo die Spannung an der Sekundärwicklung, gleich praktisch der an der Last angelegten Spannung.
Die an der Diode D abfallende Spannung und die Vce Spannung (Sättigung) des leitenden Transistors sind vernachläßigbar.
Die Kapazität C ist ziemlich groß um die Spannung Vo für eine größere Periode als T1-T2 konstant zu halten.

Perode T1: der Transistor ist leitend, auf Lp liegt die Spannung V

Der Kollektorstrom Ic in Lp ändert sich:

$$1)\quad Ic = \frac{V}{Lp} \times T$$

Die an Lp angelegte Spannung ist -Vn; die Richtung der Wicklung ist so daß die Diode D nicht leitend ist und in der Sekundärwicklung kein Strom fließen kann.
Da die Kapazität C sehr groß ist, ändert sich nicht die Spannung Vo.
An der Basis des Transistors ist eine positive Spannung angelegt (der Transistor ist NPN) die vom IC geliefert wird: der Transistor ist leitend für die notwendige Zeit um die Energie zu speichern die von der Last verlangt wird.
Der Transistor geht in den nicht leitenden Zustand nach einer leitenden Zeit T1.
Der Strom erreicht seinen maximalen Wert:

$$2)\quad Ic = \frac{V}{Lp} \times T1$$

$$3)\quad W1 = 1/2 \times Lp \times Ic^{2}$$

Periode T2: geht der Transistor in nicht leitenden Zustand, wechselt das magnetische Feld.
An den Wicklungen sind alle Spannungen umgekehrter Polarität als die der vorgehenden Periode T1.
Die Feldenergie wird von der Last aufgenommen, praktisch vom Kondensator, die am Sekundärkreis Ls angeschlossen ist.
Daher, da die angelegte Spannung die Diode D polarisiert, wird der Kondensator C auf die Spannung Vo aufgeladen.
Der Sekundärkreisstrom ändert sich:

$$4)\quad Is = Is \times \frac{Vo}{Ls} \times t$$

und geht auf Null nach der Zeit

$$5)\quad T2 = \frac{Ls\ Is}{Vo}$$

Weil $Is = Ic/n$ und $Lp = n^2 Ls$ ist, wird

6) $VT1 = nVo\ T2$

und verbindet Zeit und Spannung.
Wird das Feld aufgehoben, wird vom IC eine positive Spannung an die Basis des Transistors geliefert, dieser beginnt leitend zu werden und es wird die Ausgangsposition hergestellt.
Aus 6 sieht man daß die Spannung an der Last abhängig von der Netzspannung V ist und der Beziehung zwischen der leitenden und nicht leitenden Zeit des Transistors:

$$7 \quad VO = \frac{V}{n} \times \frac{T1}{T2}$$

Hier ergibt sich die Möglichkeit die Ausgangsspannung zu stabilisieren gegen die Netzänderungen, indem das Zeitverhältnis geändert wird.
Wenn f die Frequenz ist und Po die aufgenommene Leistung in der Last, und n der Wirkungsgrad des Transformators ist, erhält man:

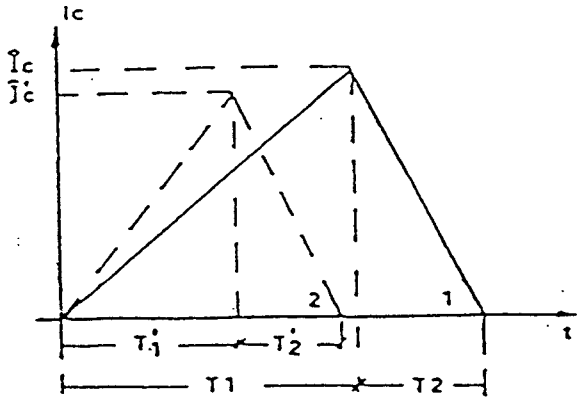
$$7) \quad W \times f = \frac{Po}{n}$$

und nach 4

$$9) \quad \frac{1}{f} = T1 + T2 = \frac{2Po}{n} Lp \times \left(\frac{1}{nVo} + \frac{1}{V}\right)^2$$

Um die Ausgangsspannung konstant am Ausgang zu halten, wird die Frequenz kleiner bei steigender Last Po und größer bei ansteigender Netzspannung V.
Wenn V ansteigt, wird auch die Steigung V/Lp des Stromes IC des Primärkreises größer. Das bedeutet daß die eingespeicherte Energie W größer ist und somit auch die Leistung.
Da die Spannung Vo und die aufgenommene Leistung von der Last Po unverändert sind, muß die leitende Zeit T1 verringert werden. Auch die nicht leitende Zeit T2 und das Verhältnis T1/T2 sind kleiner.
Der Kollektorspitzenstrom Ic wird kleiner bei Steigen von V.
Im Bild wird der Strom Ic gezeigt und der Sekundärstrom bei zwei Arbeitszyklen 1 und 2 mit Netzspanungen V und VSV.
Die Werte der Frequenz und der Zeiten T1 und T2 können aus den Formeln 6 und 9 berechnet werden.
Wenn die aufgenommene Leistung Po steigt bei unveränderter Netzspannung V und Vo, wird die Frequenz kleiner wie aus 9 ersehen werden kann.

Der Spitzenstrom ist proportional zur abgegebenen Leistung.



Beschreibung der Schaltung

Start (Gerät in Stand-by)
Beim Start wird die Betriebspannung an Pin 9 von der gleichgerichteten Netzspannung entnommen.
Sobald die Spannung an Pin 9 die 11,8V überschreitet, wird über Pin 1 eine Spannung erzeugt mit der alle übrigen Schaltungen arbeiten können.

Betrieb

Die Betriebsspannung für den IC (nach dem Start) wird über die Wicklung 1-15 des Transformators geliefert, die gleichgerichtet und gefiltert von D405 und C409, dann im IC stabilisiert wird.
Die Spannung an Pin 9 ist der Netzspannung proportional da die Diode D405 leitend ist wenn T401 auch leitend ist.
Sobald die Spannung an Pin 9 die 7V unterschreitet, arbeitet der IC nicht mehr. Der Stromverstärker in der Basis von T401 liefert eine Sägezahnspannung an die Pin 7 und 8.
Der Impuls von Pin 7 und 8 vom IC steuert T401 über C410 wechselspannungmäßig: CH403 bestimmt die Löschzeit des Stromes in der Basis von T401 um die Scheinleistung während der Umschaltung zu verkleinern.

Pin 8 erzeugt die Sägezahnspannung für die Ansteuerung der Basis von T401, während Pin 7 den Impuls "switch off" erhält. Der Sägezahn wird über das RC Glied (R412 und C416) erzeugt; an Pin 4 wird der maximale Spitzenstrom des Transistors simuliert mit dem Integrierkreis (auf Pin 4) während T401 nicht leitend ist.
Sobald die Spannung an Pin 4 die 4V überschreitet, schaltet sich eine Schutzschaltung für T401 ein. C416 wird entladen über R402. Die Ladung von C416 endet und geht auf Null wenn sie durch den Impuls "swicht off" kurzgeschlossen wird.
Zwischen den Pin 7 und 8 ist ein Widerstand R405 eingebaut mit dessen Wert die größte Amplitude eingestellt wird.

Stabilisierung

Die Änderung der Ausgangsspannung, von der Wicklung 1-11 entnommen, wird gleichgerichtet und gefiltert von D407 und C413 und dann der Bezugsspannung am Pin 1 addiert und die Summe steuert den Pin 3 vom IC, der die leitende Zeit von T401 bestimmt.
R409 und C418 bilden einen Integrator der das Signal vor Übersteuerung bewahrt.
Sobald die eingespeicherte Energie erschöpft ist, erfolgt eine Umpolung der Spannung an Pin 2 vom IC; von diesen Augenblick an beginnt die Ansteuerung von T401 in leitenden Zustand für eine Zeit, die von der Steuerspannung an Pin 3 bestimmt wird.

Einstellung der Ausgangsspannung
Duch Veränderung der Spannung an Pin 3, mit P401, wird die Umschaltfrequenz verändert und damit die Spannungen an den Wicklungen des Transformators TR402.

Schutzschaltung
In Fall eines Kurzschlusses des Netzteils, wird über Pin 8 der IC gesperrt.
Dies erfolgt, wenn die Spannung an Pin 9 unter 7V sich senkt oder im Fall der Strom von T401 einen vorbestimmten Wert übersteigt.

Dämpfungsschaltung

Besteht aus dem Kondensator C411 der die steigende Spannungsflanke am Kollektor von T401 dämpft.
Es erfolgt somit der Durchgang Spannung-Strom am Kollektor bei einen niedrigen Wert.

Ausgangsschaltung

Die zwei Ausgangsspannungen haben Tiefpassfilter um die Frequenzanteile zwischen 25 und 70 kHz zu entfernen.

Stand-by

Das Netzteil funktioniert regelmäßig aber nur mit einer Last von 3W.
Die Spannungen sind etwas höher (+ 10%) wegen der geringen Last.
In Stand-by muß beachtet, daß werden folgende Schaltungsteile nicht zu berühren sind da Spannungen von 145V, 24,5V 7V und 5V anliegen:
- Mikroprozessor
- Zeilenendstufe
- Videoendsufen

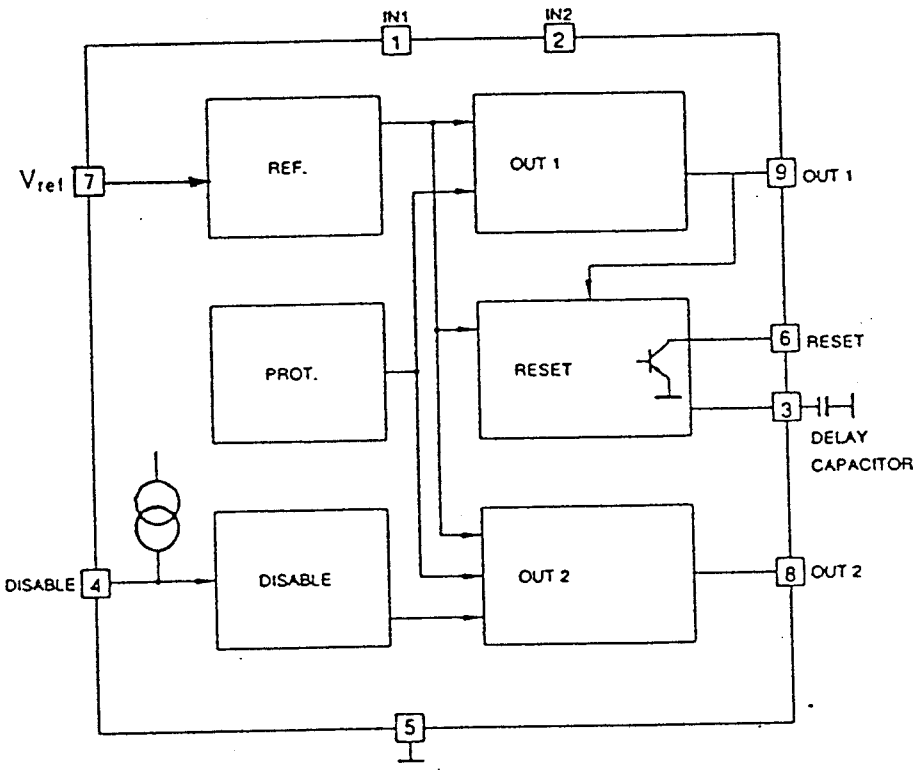
5V und 12,6V Stabilisierung

Die Stabilisierungschaltung besteht aus dem IC TDA8139.

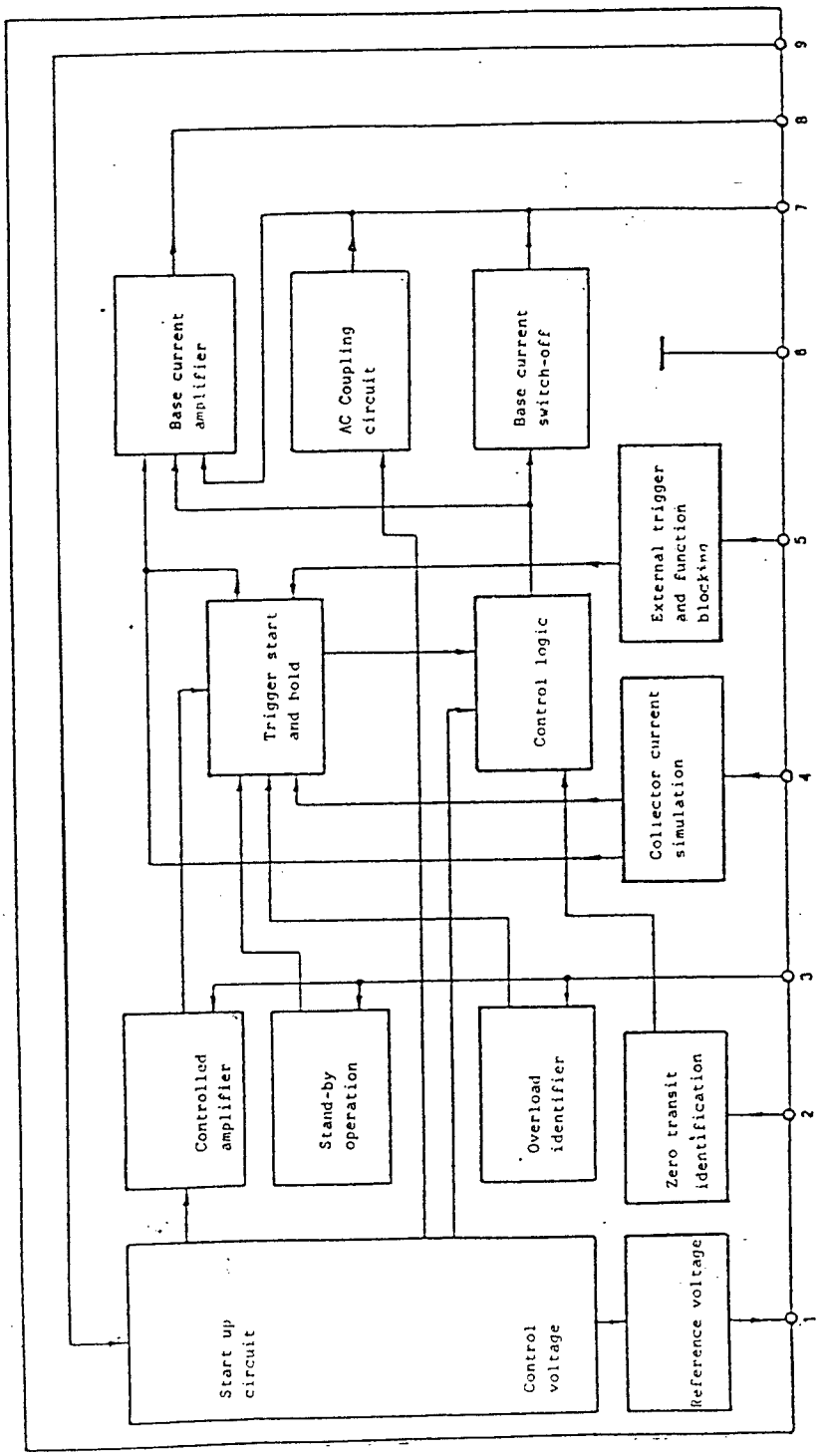
- Ausgang 1 (Pin 9) liefert 5V, durch stabilisierung der 7V die an Pin 2 anliegen. Diese Spannung kann nicht geschaltet werden.

- Ausgang 2 (Pin 8) liefert 12,6V, durch Stabilisierung der 15V, die am Pin 1 anliegen.
  Der Wert der Ausgangsspannung wird von der Bezugsspannung an Pin 7 bestimmt (die Bezugsspannung wird über den Widerstandsteiler R421, R422 und R423 geliefert).
  Die 12,6V Spannung ist schaltbar über Pin 4, sie ist vorhanden wenn an Pin 4 H Signal anliegt (ungefähr 5V).

Blockschaltbild von TDA 8139



Blockschaltbild von TDA 4601/D

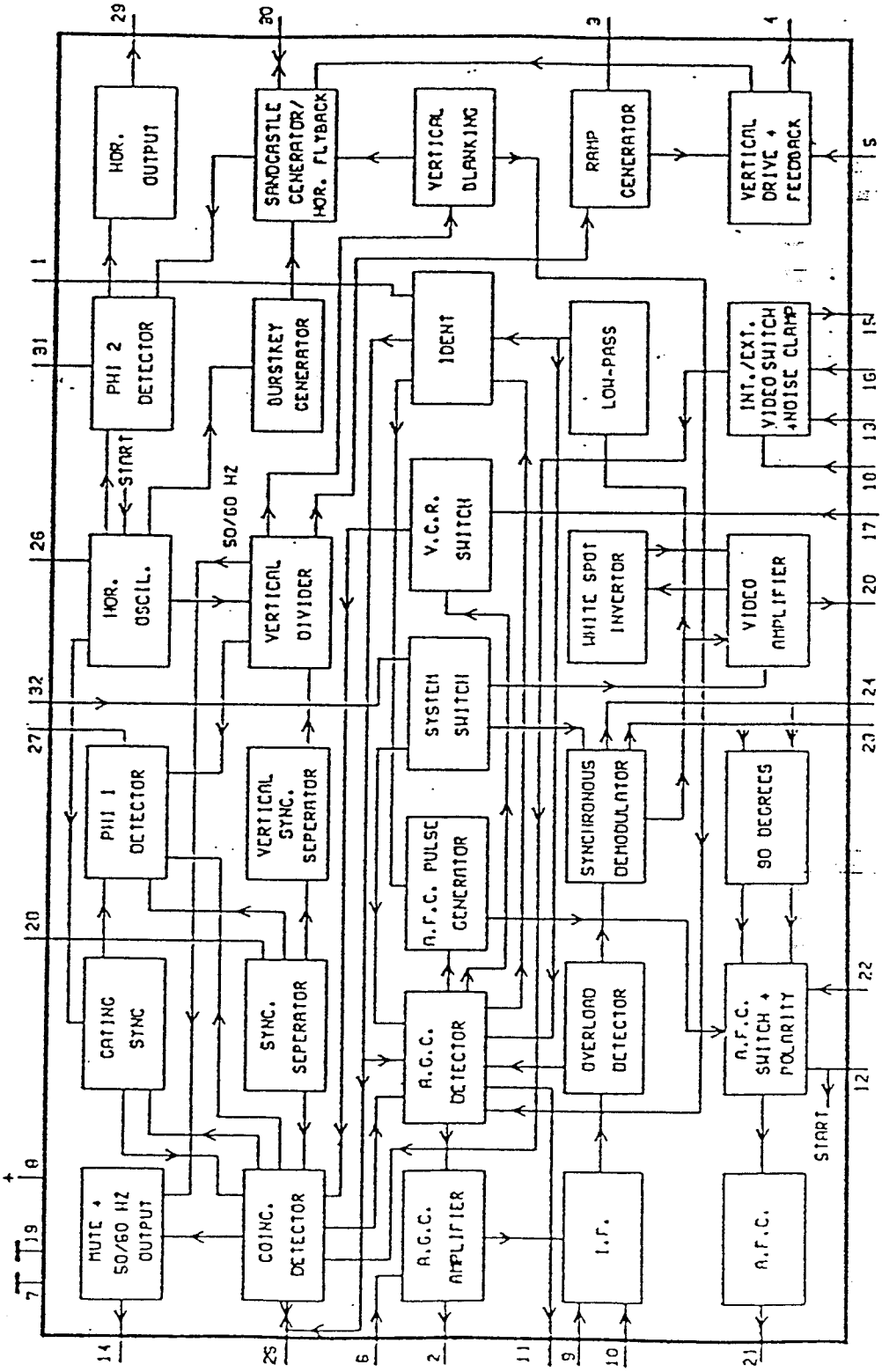


Videosignalverarbeitung (TDA 4504/B)

Allgemeines

Im TDA4504/B wird das Videosignal wie folgt verarbeitet:
- Video-ZF-Verstärker mit Synchrondemodulator.
- Verstärkungsreglungen für den Tuner.
- Videovorverstärker.
- Umschaltung zwischen dem Videosignal von der Antenne und dem von der Scart-Buchse.
- Bildsynchronisation über Teilung vom Zeilenoszillator.
- Sägezahngenerator mit automatischer Bild-Amplitudenreglung.
- Erkennung eines empfangenen Signals und Erzeugung des Signals für die Stummschaltung.
- "Sandcastle" Impulserzeugung (für die Chrominanz/Luminanz-schaltung)

Blockschaltbild vom TDA 4504/B



Schaltungsbeschreibung.

ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker mit symmetrischen Eingang an den Pin 9 und 10 hat einen Eingangswiderstand, der für OWF ausgelegt ist.
Der Synchrondemodulator verwendet die auf 38,9 MHz abgleichbare Bezugsspannung an den Pin 23 - 24.
Der Resonanzkreis ist Serie-Parallel ("notch") um die Videoauflösung zu verbessern, was wichtig für Videotext ist, sowie die Oberwellen abzuschwächen (1,8x3; 2,7x2 MHz usw) die die Demodulation des Tonsignales stören würden.
Das ZF-Signal kommt vom Tuner und dem OWF, wo es mit der richtigen Bandbreite durchgelassen wird. Nach dieser Filterung erreicht es den symmetrischen Eingang des ZF-Verstärkers im TDA 4504/b.

Automatische Verstärkungsreglung

Die Spannung für die automatishe Verstärkungsreglung ist an Pin 6 verfügbar.
Der günstigste Arbeitspunkt wird von der Spannung an Pin 2 bestimmt durch Einstellung von P502.
Diese Regelspannung entfällt, wenn das Videosignal von der Scart-Buchse kommt.

Videoversärker und Video-Umschaltung

Das komplette Videosignal enthält die Video-und Chromainformationen, sowie das 5,5MHz Signal (Ton) die vom Intercarrier Verfahren erzeugt werden.
Der IC TDA4504/B hat zwei Videoausgänge von denen einer immer mit dem ZF-Demodulator verbunden ist und vom Pin 20 in zwei Richtungen verteilt wird:
- zu Pin 5 des Ton-Moduls (bei Stereo nicht verwendet)
- zur Scart-Buchse über L501 und den Emitterfolger T501, und wieder zurück an Pin 16 des TDA 4504/B.

Der andere Ausgang, Pin 15, kann auf das Signal, das von der Scart-Buchse kommt, umgeschaltet werden.
Wenn der interne Videoschalter auf "extern" schaltet, wird auch die Synchronistion von diesen Signal gesteuert; da der Video-ZF-Verstärker an dieser Umschaltung nicht beteiligt ist funktioniert er normal weiter.

Die automatische Verstärkungsreglung arbeitet bei dieser Umschaltung auf den Schwarzwert.
Gleichzeitig wird eine kurze Zeitkonstante im ersten Ring (a 1) der Zeilensynchronisierung eingefügt, die über einen logischen Pegel der von Pin 28 des Mikropozessors TVP02066 kommt und steuert den VTR Schalter, der an Pin 17 des TDA4504/B angeschlossen ist.
Diese Umschaltung erfolgt automatisch mit der Funktion AV.
Die Umschaltspannungen für den Videoschalter, werden vom Mikroprozessor CI2 über die logischen Pegel an den Pin 18 des TDA4504/B geliefert:
hoch = AV, niedrig = TV.

Synchrontrennstufe

Das vom Emitterfolger T502 gelieferte Signal oder das vom Videotext, gelangen über C512 an den Eingang Pin 28 des TDA4504/B der Synchrontrennstufe.
Die Trennstufe trennt das Synchronsignal (bei 30%); der Trennungspegel wird durch den Widerstand R514 bestimmt.

Zeilensynchronstufe

- 1° Phasen-Vergleichstufe.
  Hält den Zeilenoszillator synchronisiert mit dem Synchronsignal.
  Das System vergleicht das Synchronsignal mit dem Signal des Zeilenoszillators und erzeugt eine Fehlerspannung die am Pin 27 über R516 mit Pin 26 verbunden wird und den Zeilenoszillator steuert. Die Spannung wird von C513, R515 und C513 gefiltert.
  Bei Synchronisation mit angeschloßenem VTR Gerät, wird der Strom im der Vergleichstufe um Faktor 7 erhöt um die dynamische Verstärkung zu erhöhen.

- 2° Phasen-Vergleichstufe.
  Diese Schaltung hält die Ablenkung und das Videosignal in Phase.
  Das Signal des Oszillators wird mit dem Flybacksignal verglichen, über Pin 30 wird eine Spannung erzeugt, die die Phasenlage verändert.
  Eine Phasenkorrektur kann durch Änderung des Stromes an Pin 31 mit P601C erfolgen.

Stummschaltung.

Das System liefert eine Spannung von 9 oder 6V (mit 50 oder 60 Hz Videosignal) an Pin 14, wenn ein Synchronsignal vorliegt.
Sie wird verwendet:
- Stummschaltung über D1 zu Pin 6 des Ton-Moduls.
- Unterbrechungssignal für die automatisch Abstimmung; diese Spannung wird an Pin 13 des Mikroprozessors angelegt.

Zeilenstufen

Zeilenoszillator

Der Zeilenoszillator ist ein RC Oszillator, R517, P501 und C515 sind an Pin 26 angeschloßen. Mit P501 wird die Zeilenfrequenz eingestellt.
Der Oszillator erzeugt die Frequenz von 15625 Hz und wird von der 1° Vergleichstufe über R516 der an an Pin 26 angeschlossen ist gesteuert.

Ausgangsstufe

Die Ausgangsstufe Verstärkt das Sigal des Oszillators und erlaubt direkt die Zeilen-Treiberstufe anzusteuern. Der Verstärker ist push-pull mit Ausgang auf Pin 29.

Bildstufen

Bildoszillator

Der Bildoszillator besteht aus einen Sägezahngenerator mit externem RC Glied. C518 und R525 sind an Pin 3 angeschloßen.
Diese Glied bestimmt nicht die Frequenz sondern die Form des Sägezahns.
Die Frequenz wird von einem Frequenzteiler bestimmt der die Zeilenfrequenz herunterteilt und direkt den Generator steuert ohne eine externe Reglung zu benötigen.
Die Ausgangsspannung um die Endstufe zu steuern, den TDA8170, liegt auf Pin 4. Sie wird konstant gehalten über eine interne Vergleichstufe welche die Ausgangsspannung mit der gegengekoppelten an Pin 5 vergleicht, sei es mit Videosignale mit 50 oder 60 Hz.

Bildsynchronisierung

Der Bildsynchronimpuls wird durch Frequenzteilung von der doppelten Zeilenfrequenz erzeugt und liefert einen 50 oder 60 Hz Impuls je nach dem Signal der Vergleichstufe welche die Videosignal Norm erkennt. Mit besonderem Videosignal wird der Teiler abgeschaltet und die Synchronisierung übernimmt die Bildsynchron-Trennstufe.

Sandcastle-Impuls

Die Stufe liefert einen Sandcastle-Impuls auf Zeilenfrequenz mit 3 Pegel (siehe Bild in der Beschreibung des TDA3301/B) für die Steuerung der logischen Schaltungen im Chrominaz-Luminanz IC.

Bildendstufe

Die Bildendstufe besteht aus dem TDA8170; an Pin 1 liegt das Sägezahnsignal an das vom Oszillator kommt und im IC wird es für die Ablenkung in der Bildablenkspule angepasst.
Über Pin 5 erreicht der Ablenkstrom die Bildspule und ein Teil des Signals kehrt als Gegenkopplung zurück zu Pin 5 im TDA4504/B.
Intern im TDA8170 liefert ein Flyback-Generator einen Impuls auf Bildfrequenz auf Pin 2 und über die Diode D601 wird die Spannung an Pin 6 während dem Bildrücklauf verdoppelt. Auf diese Weise wird eine schnelle Stromumschaltung erreicht mit der die Bildablenkung auf die Ausgangsstellung zurückgebracht wird.
Die Ablenkspule schließt gegen Masse mit C608 und R608.

Linearität und Bildamplitude

Die Linearität wird von R609, P601A und C609 bestimmt. Mit P601A wird die richtige Linearität eingestellt.
Die Bildamplitude wird mit P601A eingestellt. Durch die Änderung der Gegenkopplung im IC501 über Pin 51, wird die Bildamplitude mit P601A eingestellt.

Bildverschiebung

Die Bildlage wird mit P602 eingestellt.

Zeilenstufen

Die Stufe verstärkt das Zeilensignal das von Pin 29 des TDA4504/B kommt und steuert eine Stufe, die als ON/OFF Schalter arbeitet. Die Zeilenendstufe hat eine Betriebsspannung von 145V, die Steuerstufe eine von 15,5V.

Treiberstufe

Die Treiberstufe besteht aus dem Transistor T301 der als Verstärker arbeitet und von einer Rechteckspannung des Zeilenoszillators gespeist wird.

Endstufe

Die Rechteckimpulse der Treiberstufe steuern über TR302 die Endstufe T302 die über mehr als die Hälfte der Ablenkzeit leitend bleibt. In der weiteren Zeit übernehmen die Dioden D304 und D303 diese Aufgabe.

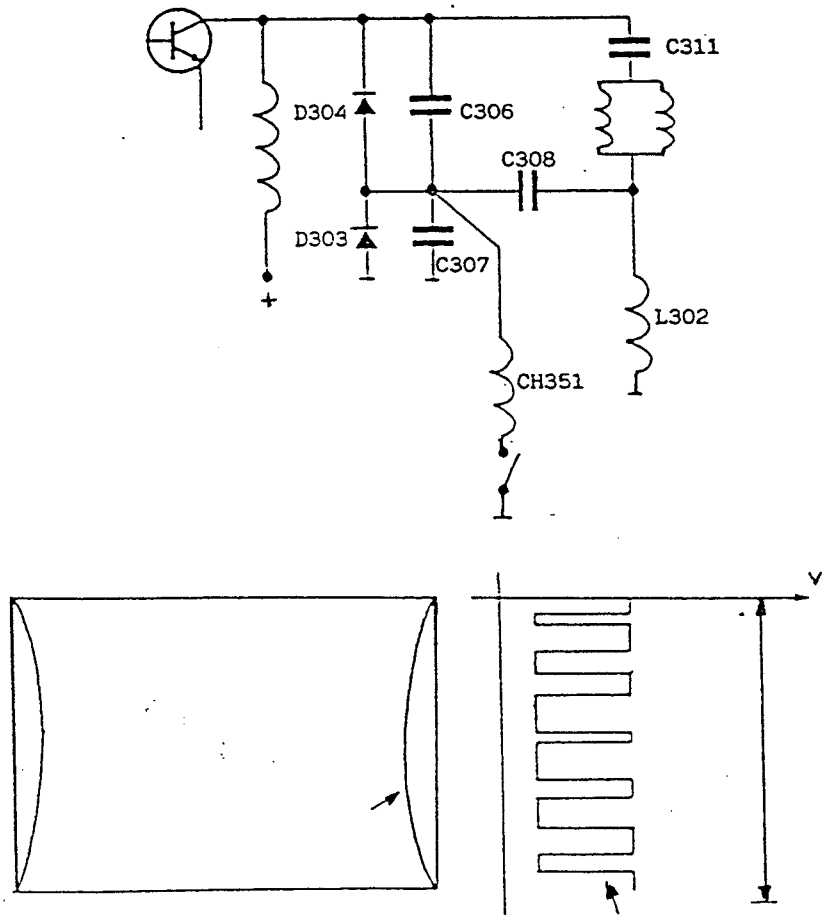
Hochspannungstransformator

Die Hochspannung von 24,5 kV wird durch Gleichrichtung der in den Wicklungen erzeugten Spannungen mit Dioden erhalten.
Die Dioden sind drei und sind zwischen den Wicklungen im Transformator eingebaut.
Der Transformator erzeugt auch die Betriebsimpulse und die Bildröhrenheizung an Pin 2 und die über R727-728 dem Heizfaden angepaßt wird.
Der Sekundärwicklung wird auch eine Spannung entnommen die im Verhältnis zum mittleren Stromstrahl steht, um den Strahlstrohm zu begrenzen im TDA3301/B. Die Schaltung besteht aus C312, R315, DZ301 und C313.
R31 ist der Abschlußwiderstand der Sekundärwicklung.
Einstellungen: L301 für die Zeilenlinearität.
P601F für die Zeilenamplitude.

Kissenentzerrung

Die Schaltung ermöglicht die Kissen- und Trapez-Korrektur für Bildröhren mit 110° Ablenkung. Sie besteht hauptsächlich aus dem IC351 TDA8145 der folgende Schaltfunktionen erfüllt:
- Rechteckgenerator
- Integrator
- Vergleichstufe

Der IC liefert ein Signal zwischen den Modulationsdioden um den Zeilenablenkstrom Zeile um Zeile beeinflussen zu können.
Es ist wichtig, daß im Kreis das Produkt LC sich nicht verändert, um keine gefährliche Erhöhung der Hochspannung zu erhalten.
Dieses Signal ist eine Zeilen-Korrektur in Funktion der Bildfrequenz; sie besteht aus Impulsen mit veränderbarer Impulsbreite, klein am Bildanfang und weiter immer breiter werdend, bis zur Bildmitte, um dann wieder kürzer zu werden gegen Bildende.



Schaltungsbeschreibung

Am Pin 1 und 2 vom IC wird der Sägezahn-Bildimpuls angelegt der intern zuerst in eine Dreieckspannung und dann in eine Trapezspannung verändert wird.
Die Symmetrie der Parabel und somit die Korrektur vom Trapez wird mit dem Potenziometer P601-E durchgeführt, indem die Bezugsspannung verändert wird.
An R359 wird der Flybackimpuls vom Zeilentransformator angeschlossen.
Mit der Zenerdiode DZ351 und der Diode D351 wird das Signal verändert um an Pin 8 vom IC ein Signal ohne Störungen zu erzeugen.
Mit dem Potentiometer P601-F (Amplitude) wird die Impulsamplitude auf Zeilenfrequenz verändert und damit auch der Ausgangspegel der Vergleichstufe im IC.
Der Verbindungspunkt zwischen der Parabel und des Zeilenimpulses wird mit P601-D eingestellt.
Das Korrektursignal gelangt, über CH351 an die Dioden D303 und D304 des Diodenmodulators.
Der Vorzug dieser Schaltung ist der, daß kleine Leistung aufgenommen und große Leistung abgegeben wird.
Dies ist möglich, da die Energie des Diodenmodulators und in CH351 gespeichert mit Zeilenfrequenz dem Netzteil, über die interne Diode des IC's zwischen Pin 5 und 6, zurückgegeben wird.
Die kleine aufgenommene Leistung hängt davon ab, daß die internen Leistungsstufen vom IC nicht immer leitend sind, da sie nur für kurze Zeit im Augenblick der Korrektur arbeiten.
Das verringert auch die Leistungsaufnahme am Zeilentransformator.

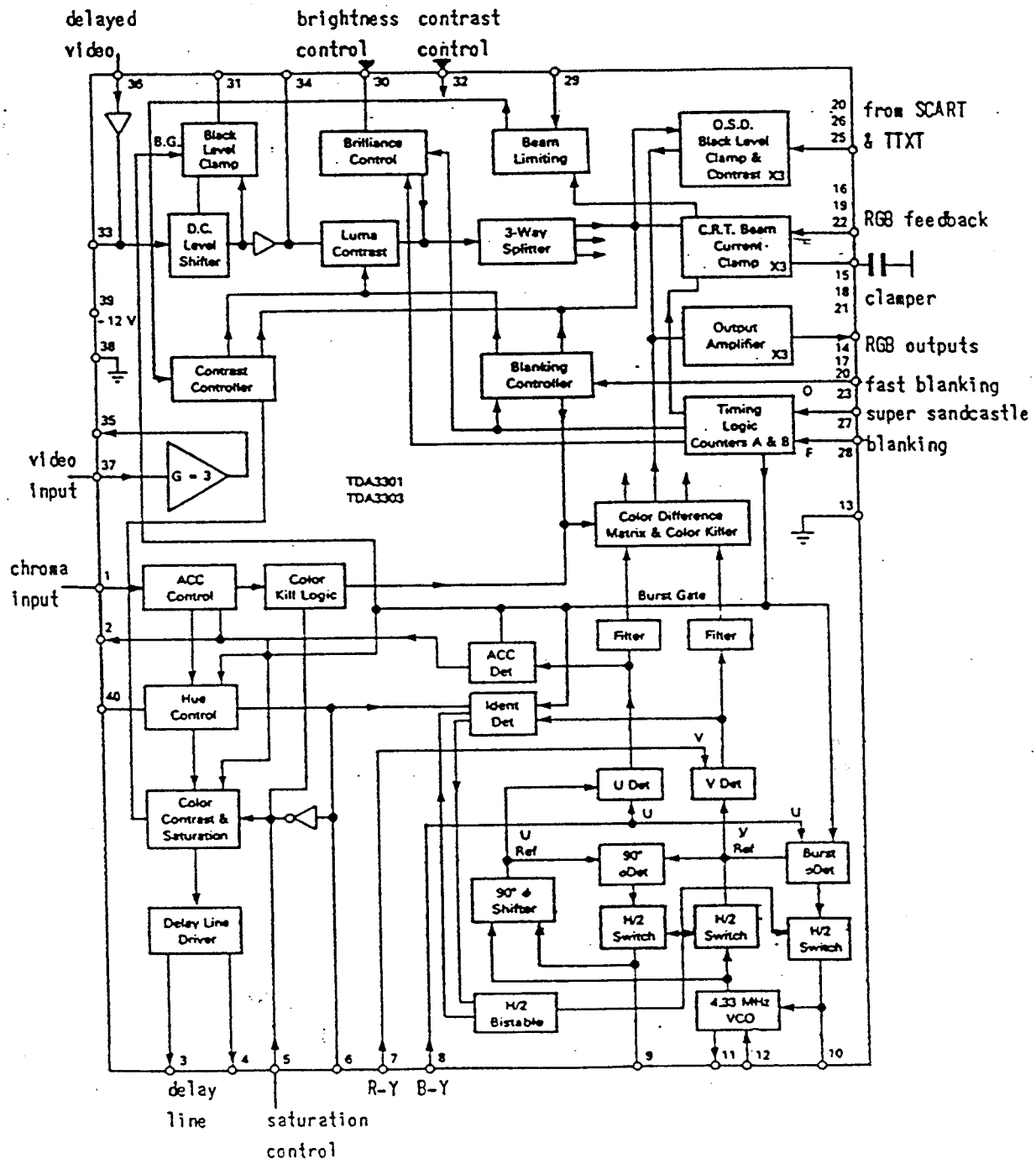
Luminanz- und Chrominanz-Schaltungen (TDA 3301/B)

Allgemeines

Der TDA3301/B hat folgende Funktionen:
- Dekodiert die Chromasignale nach der PAL und NTSC Norm, es können auch Signale aus einem Transkoder SECAM verarbeitet werden.
- Automatische Schwarzwertreglung
- Strahlstrombegrenzung
- Analoge Helligkeits-, Kontrast- und Farbreglung
- Drei digitale RGB Eingänge und "fast" blanking
- Steuerung der Chrominanz- und Luminanz-Verzögerungsleitung
- 4,43 MHz Hilfsfarbträger-Oszillator

Die wichtigste Schaltung im TDA3301 ist die automatische Schwarzwertreglung der drei Elektronenstrahlsysteme der Bildröhre.
Diese Reglung besteht in der Änderung des Gleichstromanteiles der drei Steuersignale. Diese Funktion wird von einen Impuls mit Bildfrequenz durchgeführt, während der Bildaustastung, wo noch keine Bildinformation übertragen wird.
Dieser Impuls entspricht einem künstlichen Schwarzpegel und der Strom jedes Elektronensystems wird in dieser Zeit gemessen und mit einem festen Wert, der intern im IC erzeugt wird, verglichen.
Dieser Vergleich erzeugt eine Gleichspannung, eine für jedes System, die von den drei Videosignalen für die RGB-Endstufen addiert wird. Die drei Katodenströme werden somit geregelt.
Die drei Gleichspannungen werden in drei Kapazitäten gespeichert um den Gleichspannungswert des Schwarzwertes über die Zeit eines Bildes zu halten.
Dieses System im inneren des TDA3301 bietet folgende Vorteile:
- entfallen die Einstellungen des Bildröhrenarbeitspunktes
- automatische Kompensierung der Bildröhrenarbeitspunkte durch Alterung der Bauteile und der Bildröhre selber
- Kompensation der Bildröhrenarbeitspunkte beim Einschalten

Blockschaltbild des TDA 3301/B



Schaltungsbeschreibung

Das FBAS Signal vom Emitterfolger T502 wird über R105 und R106 geteilt und an den Luminanz- (Pin 37) und Chrominanz-Eingängen (Pin 1) angeschloßen.
Das Signal ist am Luminanzeingang über C112 angeschloßen, wo es 3-Fach verstärkt wird und am Pin 35 der Verzögerungsleitung übergeben wird die es um 270 ns verzögert und Farbhilfsträger um 20 dB mit einer internen Falle abschwächt. Das Signal wird an Pin 36 übergeben, wo der Schwarzwert eingestellt wird und die Stufen für Helligkeits- und Kontrast-Einstellung folgen.
Am Pin 29, über R128, wird der Spitzenstrom des Strahlstroms erfaßt.
Die Strahlstrombegrenzung wird durch die Kontrastreglung (Pin 32) bestimmt der über die Diode D104 eine Spannung zugeführt wird proportional der Strahlstromänderung. Diese Strahlstrom-korrektur ist die Gleiche die im Zeilentrafo fließt. Der Abnahmepunkt ist die Verbindung zwischen R311 - C313.
C312 ist der Massebezugskondensator der Sekundärwicklung, während R312 an +145V verbunden ist und die Begrenzungsspannung bestimmt die von R311 und C313 gefiltert wird.
DZ301 hält die Stabilisierung auch bei Änderungen des Strahlstromes.
Das Luminanzsignal wird in drei Stufen aufgeteilt, um bei der Matrixschaltung addiert zu werden.
Dem Luminanzsignal werden weiterhin die Zeilen- und Bild-Austastimpulse gemischt.
Die Endstufe vom IC erfült weiter vier Funktionen: Ausgangsverstärker für die Steuerung der Videoendstufen, Strahlstrommessung, Schwarzwerthaltung und Eingang für die RGB Signale der Scart-Buchse oder vom Videotext.
Die weiteren RGB Signale z.B. vom Videotext und ON-SCREEN-DISPLAY werden den an die Pin 25, 26 und 24 über Kondensatoren von 100 nF angeschlossen; die Umschaltspannung (fast blanking) für die Übernahme dieser Signale wird an Pin 23 angelegt.
Diese vier Eingänge werden mit 75 Ohm abgeschlossen um auch lange Übertragungsleitungen verwenden zu können.
Die logische Schaltung für den automatischen cut-off, den Schwarzwert der Signale und die Bursttrennung, wird vom Sandcastle Impuls gesteuert, der an Pin 27 angeschloßen ist, von Bildaustastimpuls, an Pin 28 angeschloßen, und der vom monostabilen Multivibrator T102 und T103 erzeugt wird.

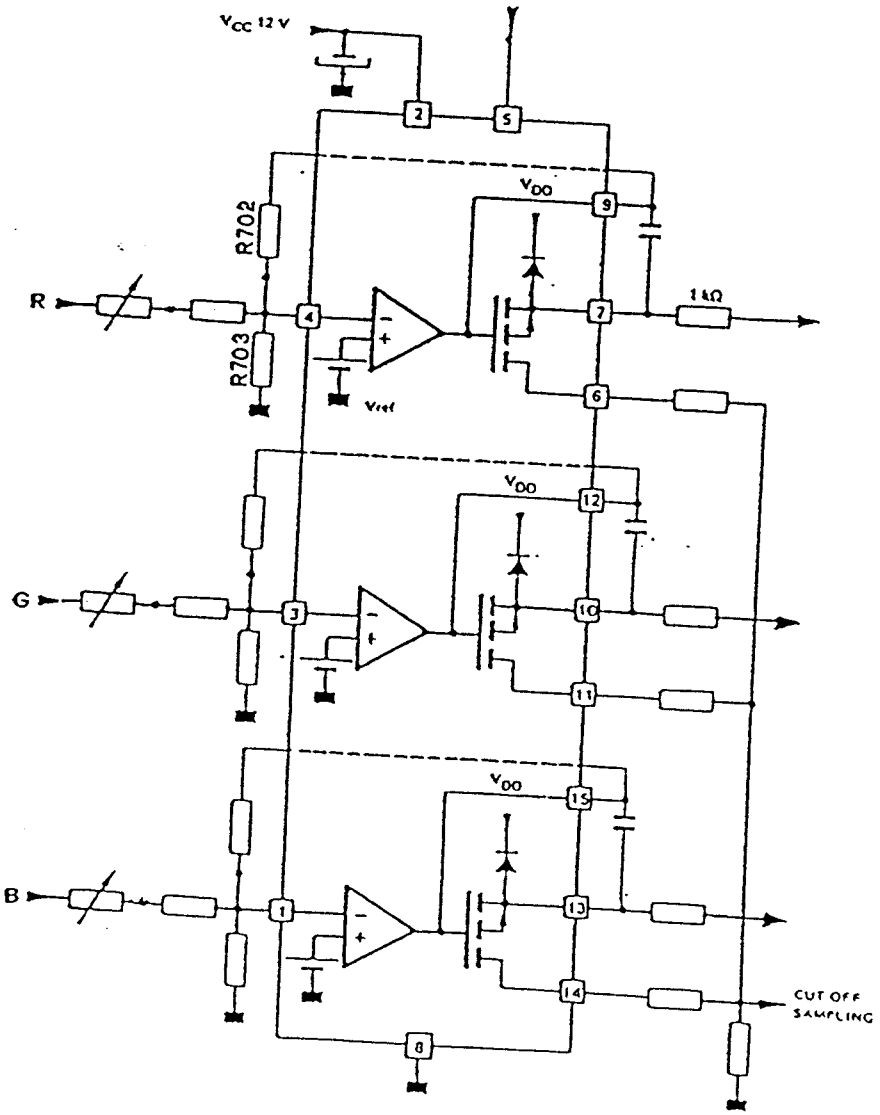
An den Eingängen 22, 19 und 16 sind die Werte der Strahlströhme angeschlossen die von den Videoendstufen kommen.
Die Kondensatoren an den Pin 21, 18 und 15 dienen zur Speicherung der Bildröhrenarbeitspunkte (rot, grün und blau).
Das Chrominanzsignal wird dem FBAS Videosignal vom Emitterfolger T502 entnommen und über R105 an dem Filtereingang FC101 angeschlossen. Dieses Filter hat eine Durchlaßbandbreite für das Chrominanzsignal (bei 2,5Mhz ist eine Dämpfung vorhanden um den cross-color, Intermodulation zwischen Farb- und Luminanz-Signal, zu vermeiden).
Dieses Signal wird dem Eingang des Chromaverstärkers zugeführt, Pin 1.
Weitere zwei Stufen sorgen um:
- Farbeinstellung (mit Gleichspannung), Pin 40, erlaubt eine Farbeinstellung mit einer Phasenänderung und ist nur für NTSC Signale verwendbar; bei PAL ist sie nicht benutzt.
- die Kontraständerung ist mit der Farbänderung gekoppelt und hält die Matrix bei Kontraständerungen im Bild konstant.

Aus dieser Stufe wird das Chromasignal der Treiberstufe für die Verzögerungsleitung übergeben, Pin 3 und 4, und wo es in R-Y und B-Y Signale geteilt wird.
Die 90° Phasendrehung des 4,43 MHz Farbhilfsträgers, für die Demodulation B-Y, erfolgt in einer aktiven Stufe, gesteuert von einer Vergleichsstufe die eine Spannung von 1/2 Zeilenfrequenz liefert und vom externen Kondensator C125 (an Pin 9 angeschloßen) gefiltert wird.
In der Matrix wird das V-Y gewonnen das zusammen mit B-y und R-Y dem Luminanzsignal addiert wird.
Von Pin 20, 17 und 14 kommen die RGB Signale die direkt die Videoenstufen ansteuern.

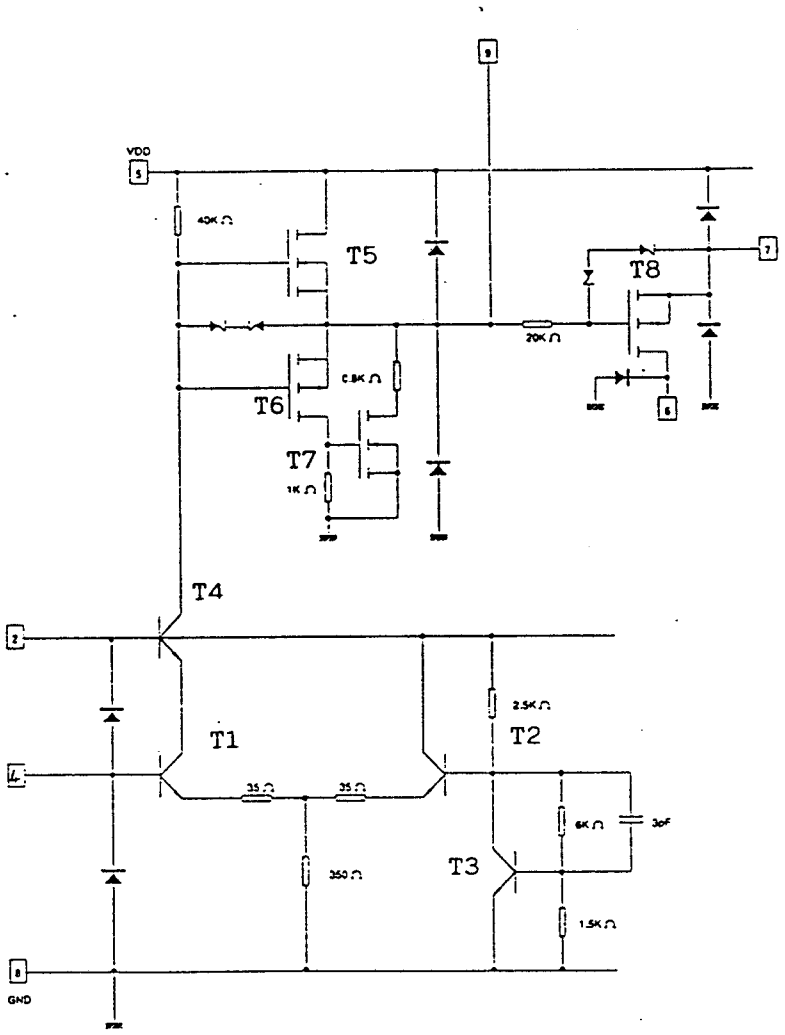
Videoendstufen

Die Videoendstufen bestehen aus einen IC mit folgenden Daten:
- MOS Technologie
- 190V Betriebsspannung
- 10 MHz Bandbreite bei 50Vss
- 8 MHz Bandbreite bei 100Vss
- Vorderflanke mit 50ns
- Erlaubt die automatische Reglung vom cut-off
- Geschützt gegen Bildröhrenüberschläge

Blockschaltbild vom TEA5110A



Videoendstufe: Rot



Das Rot-Siganl, vom Pin 20 des TDA3301, steuert den Eingang der Operationalstufe, die ein differenzierter Verstärker ist, gebildet mit den Transistoren T1, T2 und T4. Letzter ist ein Basis-Verstärker mit großer Bandbreite.
T3 polarisiert den nicht invertierenden Eingang der Operationsstufe und bildet gleichzeitig eine Temperatur-kompensation.
Die Verstärkung wird bestimmt durch die externen Widerstände R702 und R703.
T5 und T6, 2 MOS Transistoren mit hohem Eingangswiderstand und niedrigem Ausgangswiderstand, mit 190V Betriebsspannung, werden nur für die Ansteuerung der Katode der Bildröhre verwendet.

Mit positivem Eingangssignal.

Bei positivem Eingangssignal ist T5 leitend, währen T6 nicht leitend ist, Der "source" von T5 ist positiv und über die leitende externe Diode D702 wird die hohe Bildröhrenkapazität an der roten Katode direkt aufgeladen.

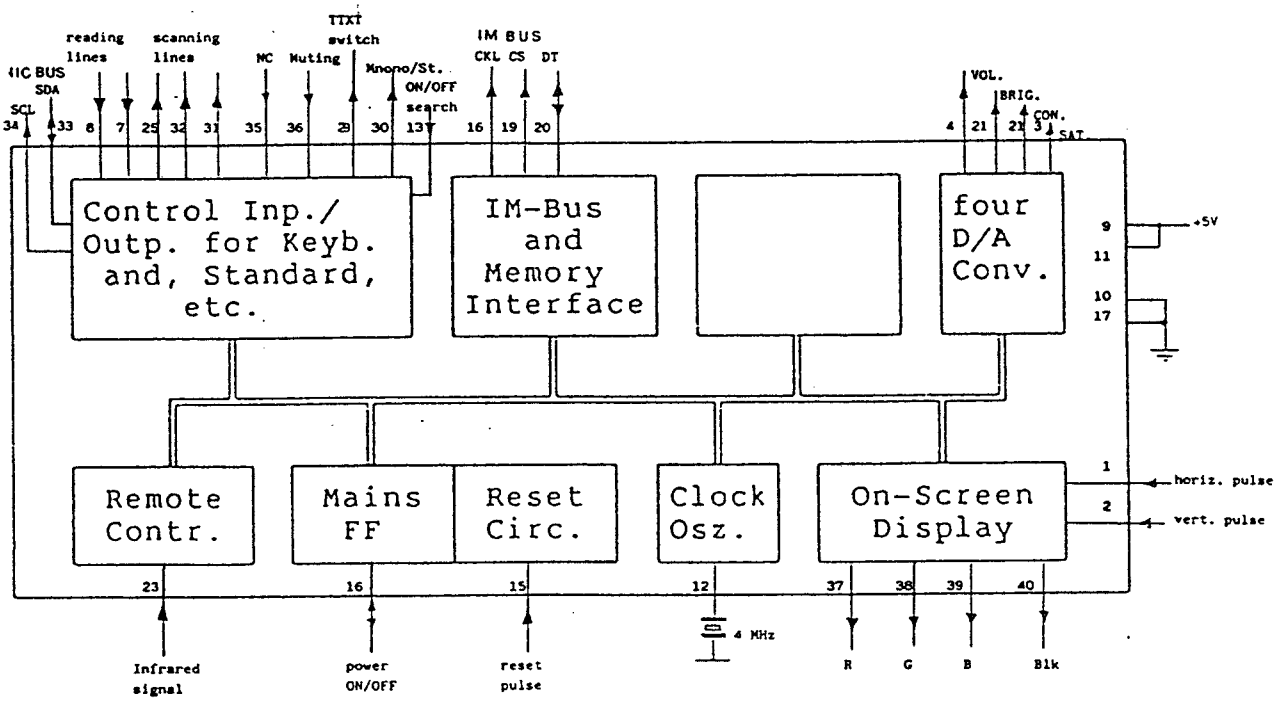
Mit negativen Eingangssignal.

Mit negativen Eingangssignal ist T6 leitend, während T5 und D702 nicht leitend sind. In diesen Fall kann das Signal nur über T8 übertragen werden.
Dieser Transistor wird auch benutzt um den Strahlstrom zu lesen für den automatischen cut-off: an Pin 6 sind die externen Widerstände R704 und R705 angeschlossen, die den Spannungswert für den TDA3301 lesen.
Während des negativen Signales, kann sich die Bildröhren-kapazität über T8 und D1 entladen.
T7 hat den Zweck die Zeit für die Abfallflanke des Signals zu verkleinern: wenn T6 leitend wird, bildet sich an R2 positive Spannung die T7 leitend macht, der auch dazu beiträgt die Spannung am Eingang von T8 schnell abzubauen.

Elektronische Abstimmung mit Frequenz-Synthese.

Kontroll-Einheit
Das Herz des Systems in diesem analogen Chassis ist ein Mikrokomputer der in der Befehls-Zentraleinheit CCU (TVPO 2066) eingebaut ist. Der zentrale Befehlskern besteht aus einem 8 Bit Mikroprozessor von der Type 8048 mit 10k Byte ROM und 256 Byte RAM.

Bild 1 BLOCKSCHALTBILD DER CCU



Beschreibung:
- Clock Oszillator
- Reset- und on/off Schaltung
- Decoder für Fernbedienung
- On Screen Display
- Schnittstelle zu IMBUS
- D/A Konverter
- Eingang/Ausgang

Clock Oszillator: mit Hilfe eines 4 MHz Quarzes, an Pin 12 angeschlossen, erzeugt der Oszillator eine Taktfrequenz die für den Mikroprozessor am IMBUS verwendet wird.

On/off Schaltung: die CCU ist auch in Stand-by an der Betriebsspannung angeschlossen; sie wartet auf einen Einschaltbefehl der Fernbedienung oder der Gerätebedienung. Ein Einschaltbefehl bringt diesen Ausgang auf Pegel L und erzeugt über das Netzteil die +12V Spannung. Ein Ausschaltbefehl zwingt diesen Ausgang auf H und die 12V Betriebsspannung wird ausgeschaltet.

Reset Schaltung: erhält von einer externen Schaltung einen Befehl und wenn dieser L ist, wird der µP zurückgesezt.

Decoder für Fernbedienung: mit einen internen Hardware-Decoder, statt mit einen Software-Decoder, werden die Befehle der Fernbedienung decodiert, dies ist eine größere Sicherheit für die Decodierung und der Prozessor kann schneller die weiteren Einheiten bedienen.

Die CCU wartet immer auf einen Infrarotbefehl an ihrem Eingang. Der Hardware-Decoder schaltet die Störsignale aus und läßt nur die ausgewerteten richtigen Befehle durchgehen. Ein zugelassener Befehl steht auf zwei Register zur Verfügung, einer für die Adressen und der andere für die Daten. Sobald die zwei Register vom Programmablauf gelesen worden sind, werden sie zurückgesetzt und zwangsweise kann ein neuer Befehl der Fernbedienung empfangen werden.

Die Abstimmung erfolgt mit einer Frequenz-Synthese. Das Befehlssignal besteht aus einen Datenpaket welches dem PLL, über den IIC Bus, zugeschickt wird.

OSD: die Befehle der Fernbedienung werden auf dem Bildschirm angezeigt. Dafür sorgt eine interne Hardware-Schaltung die 32 Charakter erzeugt in Form von R-G-B Signalen.

IMBUS Schnittstelle: über diese Verbindung erfolgt der Datenaustausch zwischen der CCU und dem Speicher NVM3060.

D/A Konverter: die Übernahme der analogen Einstellungen Helligkeit, Farbe und Kontrast erfolgt über drei Verbindungen DAC und einem phasenmodulierten Signal.
Die Lautstärke wird in der Stereoausführung über den IIC Bus und in der Monoausführung über die vierte DAC Verbindung geregelt.

Aus oben abgebildeten Schaltbild erkennt man:

1) Sender
Hat die Aufgabe Informationen mit Infrarot Signalen zu senden.

2) IR Empfänger
Verstärkt das IR-Signal.

3) Gerätebedienungen
Über die Schließung einiger Leitungen der CCU werden Gerätebefehle ausgeführt.

4) ON/OFF
Erlaubt das Ein-Ausschalten vom Fernsehgerät.

5) RESET
Startet die CCU.

6) SPEICHER
Mit einen nicht flüchtigen Speicher (NVM 3060) von 512x8 Bit, werden die Informationen der Programme und die Daten der analogen Einstellungen gespeichert.

7) ANALOGE BEFEHLE
Erlauben die analogen Einstellungen.

8) OSD
Erzeugt die Charakter für die Informationen die über den Bildschirm gegeben werden.

9) PLL
Erlaubt die Kanal Abstimmung.

10) STEREOTON
Erzeugt das Tonsignal.

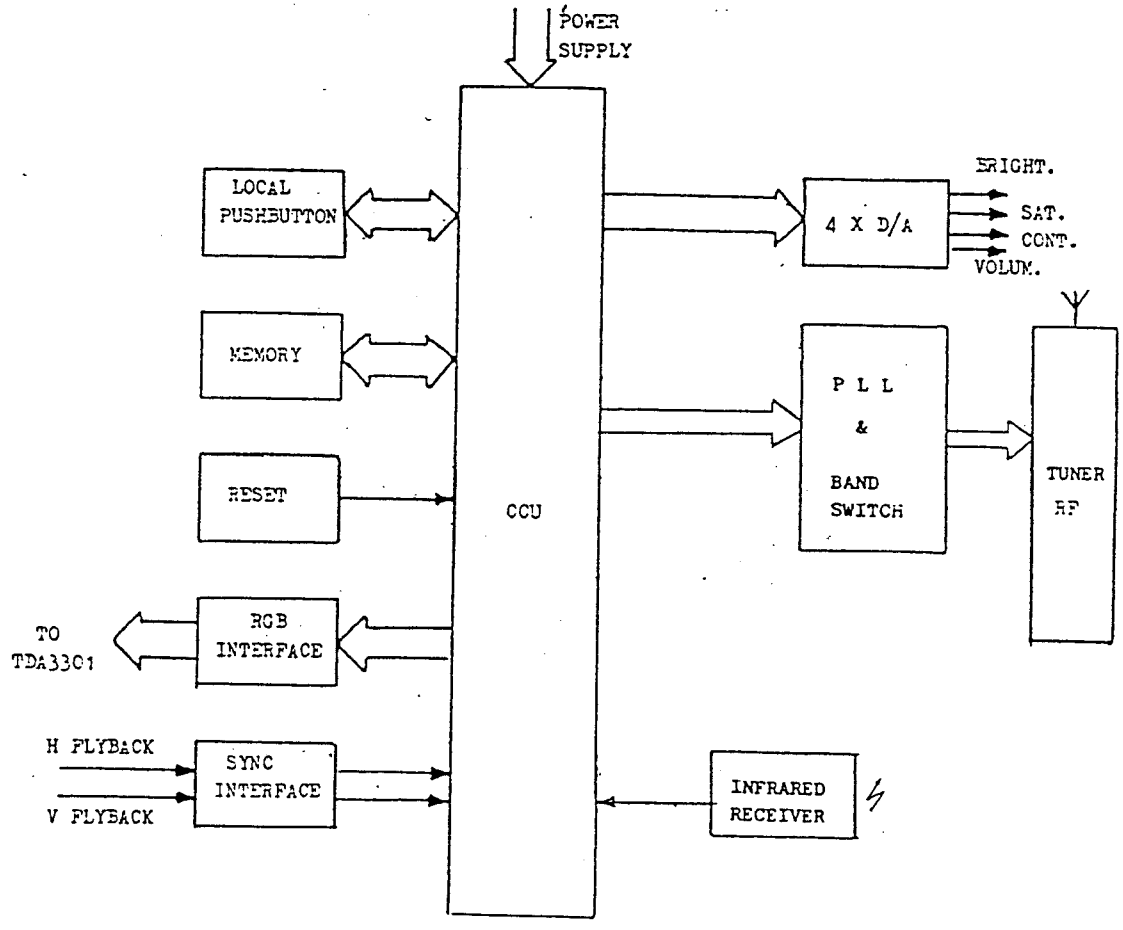
Ein-Ausgänge: es sind 16 Verbindungen verfügbar; wobei Port 2 als Ein-Ausgang verwendbar ist und Port 3 nur als Ausgang. Die möglichen Zusammenbildungen sind:
- TTL kompatibel
- Open Kollektor 5V max oder 12V max.

Besondere Bedeutung haben zwei Verbindungen die für dem IIC Bus vorbehalten sind, für den Datenaustausch zwischen Mikrokontroller, Videotext IC, Stereo IC und PLL IC.

Die CCU hat folgende Funktionen:
1) Ausführung der Bedienungen am Gerät.
2) Kontrolle der angeschlossenen Bauteile.

Das Programm für die Befehlausführung, für dieses Chassis entwickelt, konfiguriert die CCU wie folgt:
2 Leitungen vom IIC BUS für CCT, STEREOTON und PLL oder BUS für weitere Bauteile der Port 2; eine ist Ausgang die andere Ein-Ausgang;
5 Leitungen für Eingang von Port 2
1 Leitung nicht an Port 2 verbunden
8 Leitugen für Ausgang von Port 3

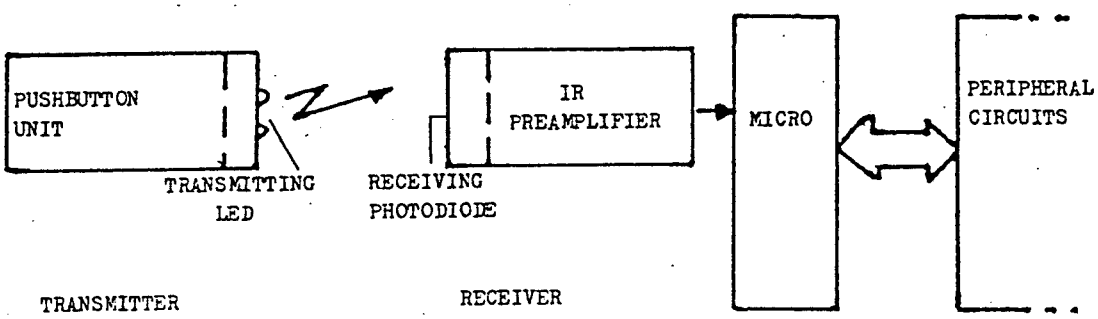
Bild 2: Blockschaltbild der CCU und weitere Bauteile.



Infrarotsender

Dieses System ist entwickelt worden, um Befehls-Informationen an Fernsehgeräten zu übertragen.
Über Infrarotlichtbündel, von eien kodierten Signal moduliert, können bis 1024 Befehle übertragen werden. Die Information wird bestimmt durch die Änderung des Abstandes zwischen zwei hintereinander folgenden sehr kurzer Impulse (Impulsbreite ungefähr 20 µs) die eine IR-Diode ansteuern mit einen sehr hohen Strom (bis 20A) und so eine große Übertragungsweite gestatten, mit hoher Störsicherheit und langer Lebensdauer der Batterien. Auf der Empfängerseite wird das IR-Licht in elektrische Signale umgewandelt und bevor es der CCU zur Decodierung übergeben wird noch über einen Vorverstärker verstärkt wird.

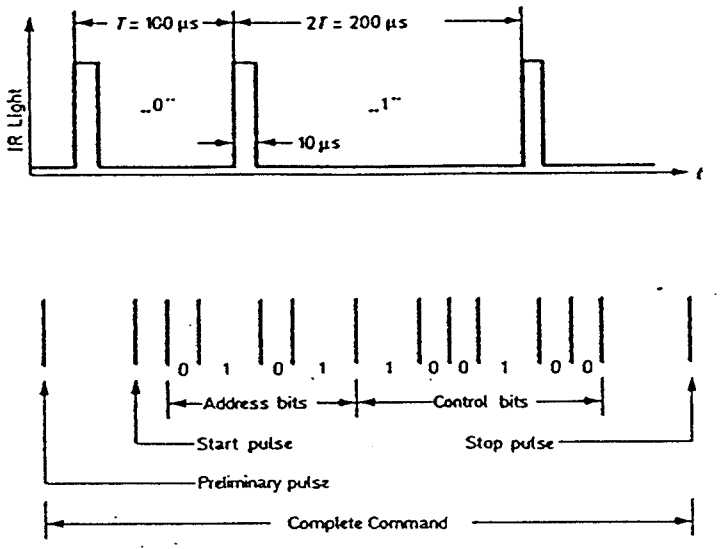
Blockschaltbild eines Übertragungs- und Empfangs-System.



Jedes übertragene Wort enthält 10 Informations-Bit, jedes Wort ist aufgeteilt in 4 Bit für die Adresse und 6 Daten-Bit und erlaubt somit 16 Adressen mit 64 Daten anzusprechen für gesammte 1024 Befehle.
Für die Übertragung von 10 Bit werden 14 Impulse benötigt; der Erste ist der Vorimpuls dann kommt der Startimpuls, es folgen die 10 Impulse für die Datenübertragung und abschließen der Stopimpuls.

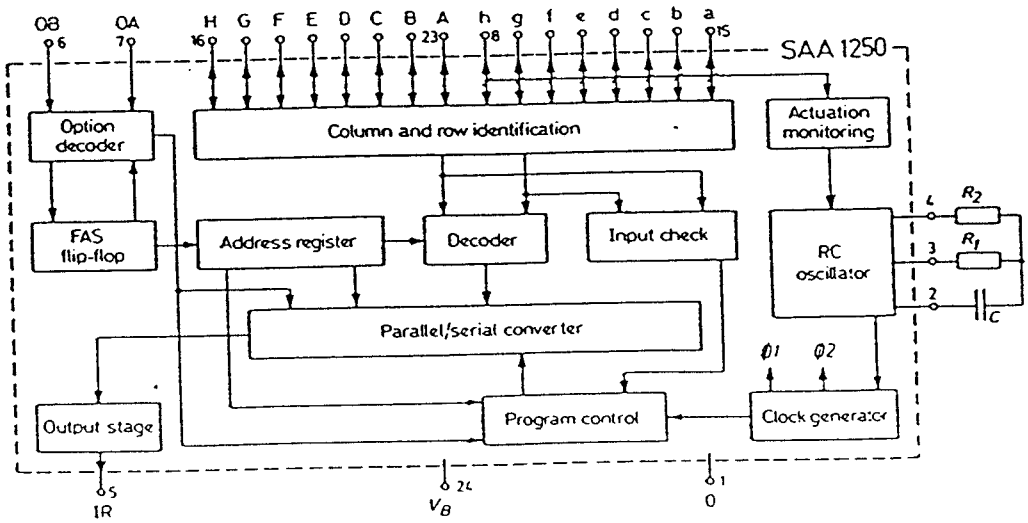
Die binäre Information "1" oder "0" wird durch den Abstand zwischen zwei Impulsen bestimmt. Wenn mit T (100 µs) der Abstand zwischen zwei Übertragenen Impulsen angegeben wird, entspricht T der binären Information 0 und ein Abstand 2T der Information 1. Der Abstand zwischen dem ersten Start-Impuls und dem folgenden ist 3T so wie auch für den Stop-Impuls.

Beispiel eines Übertragenen "Wortes":



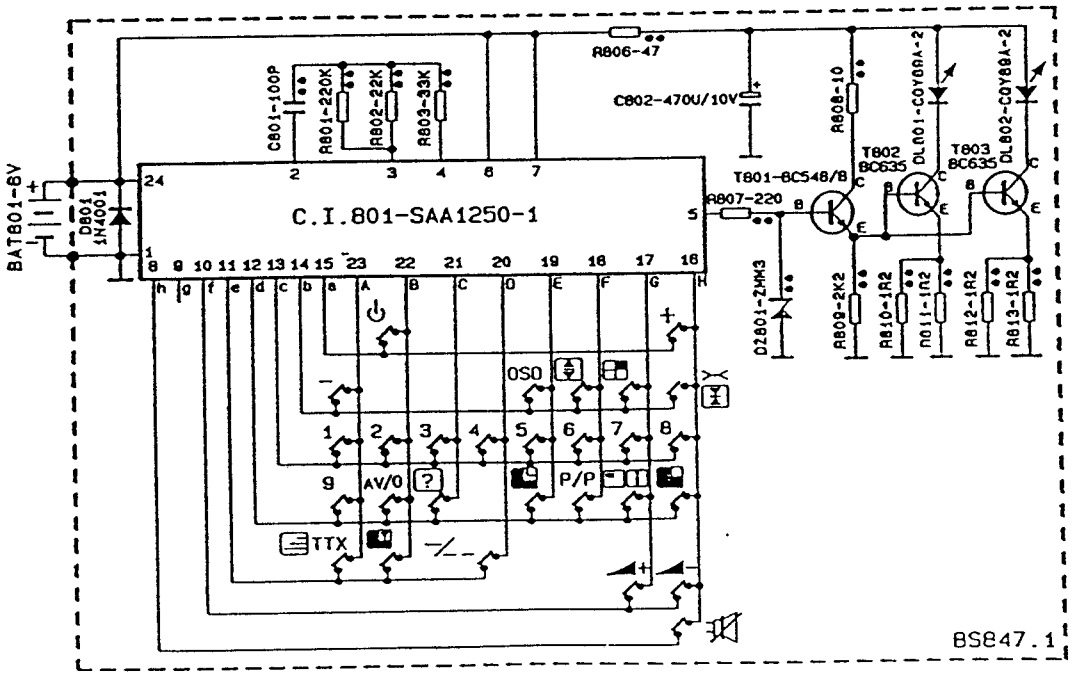
Das oben Beschriebene wird mit dem IC SAA1250 (oder IRT1260) erhalten und im nächsten Bild wird das Blockschaltbild gezeigt.

Blockschaltbild des SAA1250 oder IRT1260



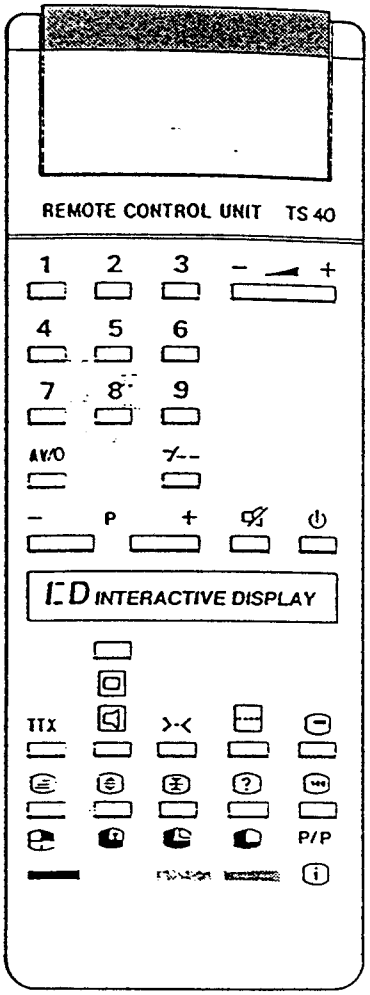
Die Frequenz des RC-Oszillators wird von den Bauteilen die an Pin 2 und 3 angeschloßen sind bestimmt.
Der Oszillator arbeitet nur, wenn eine Kontrollschaltung einen Befehl ermittelt. In Ruhe arbeitet der Oszillator nicht und das Bauteil in CMOS Technologie verbraucht praktisch keinen Strom.
Werden die Anschlüsse einer Zeile (Zeilen a-h, entsprechen den Pins 8-15) mit denen einer Spalte (Spalten A-H, entsprechen den Pins 16-23) verbunden, beginnt die Übertragung eines Wortes.
Wenn mehrere Tasten gerückt werden, erfolgt ein Übertraguns-Stop. Die Impulsfolgen werden alle 130ms übertragen solange eine Taste gedrückt bleibt.
Zwei Anschlüsse erlauben die Wahl der Übertragungs-Adresse die in dieser Anwendung die Adresse 1-16 ist.
Die Adresse 1-16 bedeutet daß nach einen Tastendruck das erste Wort di Adresse 1 hat und alle folgenden in 130ms Abstand die Adresse 16 haben.
Der Konverter parallel/serie besteht aus einen Shift-Register der die parallel Information am Eingang des Decoders erhält und am Ausgang seriel ausgibt.

Schaltbild des Senders.



Kodier-Tabelle des Senders der Fernbedienung.

Kodierung	Befehl	Befehl mit Videotext
1	FS Aus	FS Aus
7	P +	nächste
8	P -	Letzte
12	OSD	OSD
13		TBS
14	4 PIP POSITION	FLOF RED PAGE
15	NORM	STOP
16	1 FS ein	1
17	2 FS ein	2
18	3 FS ein	3
19	4 FS ein	4
20	5 FS ein	5
21	6 FS ein	6
22	7 FS ein	7
23	8 FS ein	8
24	9 FS ein	9
25	0/AV FS ein	0
28	PIP STOP	FLOF gelbe Seite
29	PIP EIN/AUS	FLOF Inhalt Seite
30	RECALL	100
31	FS/PIP	FLOW zyan Seite
32	Videotext	MIX/FS
33	PIP ZOOM	FLOF grüne Seite
35	P-/P--	
46	Lautstärke +	Lautstärke +
47	Lautstärke -	Lautstärke -
63	Stumm	Stumm



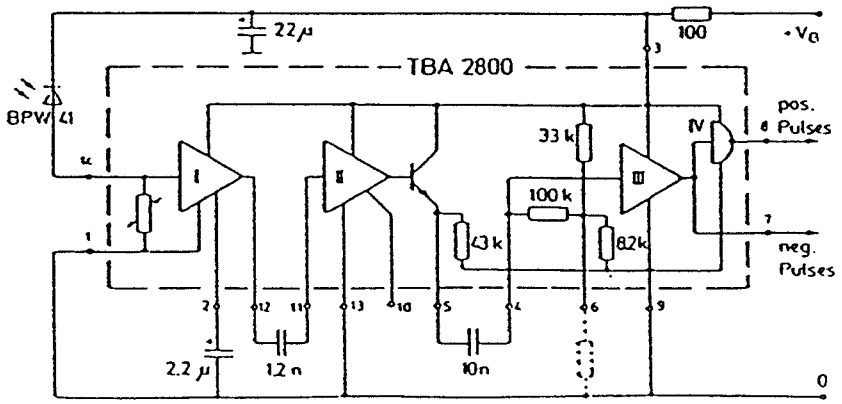
IR-Vorverstärker

Das von der Fotodiode empfangene IR-Signal wird auf den von der CCU verlangten Pegel verstärkt.

Der TBA2800, wie aus dem Block-Schaltbild hervorgeht, enthält vier Hauptschaltungen:
- Verstärker 1 mit geregelter Verstärkung.
- Verstärker 2.
- Verstärker 3 als Trennstufe.
- Umkehrverstärker.

Verstärker 1 hat einen sehr weiten dinamischen Bereich und das erhöt die Sicherheit gegen Störungen wie z.B. von Neonlampen. Die an Pin 2 angeschloßene Kapazität beeinflußt die Verstärkung aber erlaubt keinen Empfang unter 30-50 cm.
Im Verstärker 2 wird das Signal weiter verstärkt zur Steuerung der Trennstufe für die Störsignale. Die Störsicherheit kann weiter verbessert werden, indem ein Widerstand zwischen Pin 6 und Masse eingebaut wird, dabei wird aber die Empfindlichkeit verringert. Die Umkehrstufe am Ausgang stellt positive (Pin 8) sowie negative Impulse (Pin 7) zur Verfügung.

Blockschaltbild des TBA 2800



Pin Connections

1 Input's Ground, 0
2 Capacitor Pin Amplifier I
3 Supply Voltage V_B
4 Input Amplifier III
5 Output Amplifier II
6 Pin for Adjusting the Separation Threshold
7 Negative Pulse Output
8 Positive Pulse Output
9 Output's Ground, 0
10 Test Pin, leave vacant
11 Input Amplifier II
12 Output Amplifier I
13 Ground, 0, of Amplifier II
14 Input

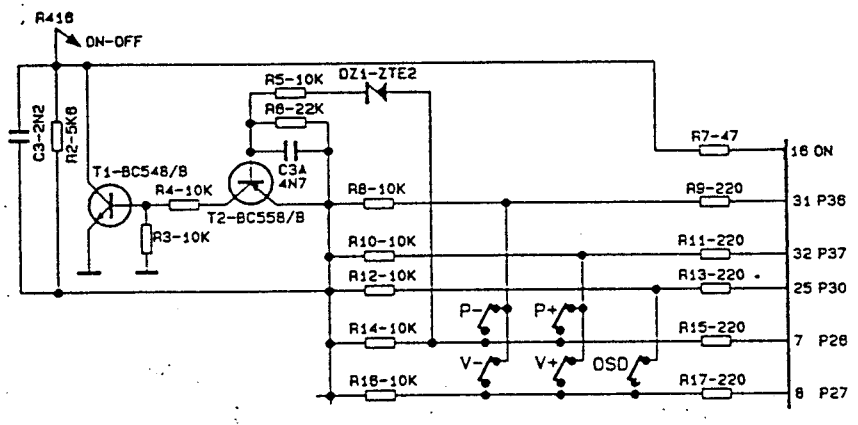
Lokale Befehle

Eine Matrix 3x2, von denen eine nicht verwendet, erlaubt 5 lokale Befehle zu erhalten mit folgenden Funktionen:
OSD, P-, P+, VOL-, VOL+.
Die CCU erzeugt an den Pin 25, 31, 32 Multiplexim pulse.
Durch drücken einer der lokalen Tasten gelangen diese Impulse an die Eingänge (Pin 7, 8) die zum Teil der Schaltung gehören die von der CCU abgetastet wird, um zu erkennen, welche Taste gedrückt worden ist.

Ein/Aus Schaltung

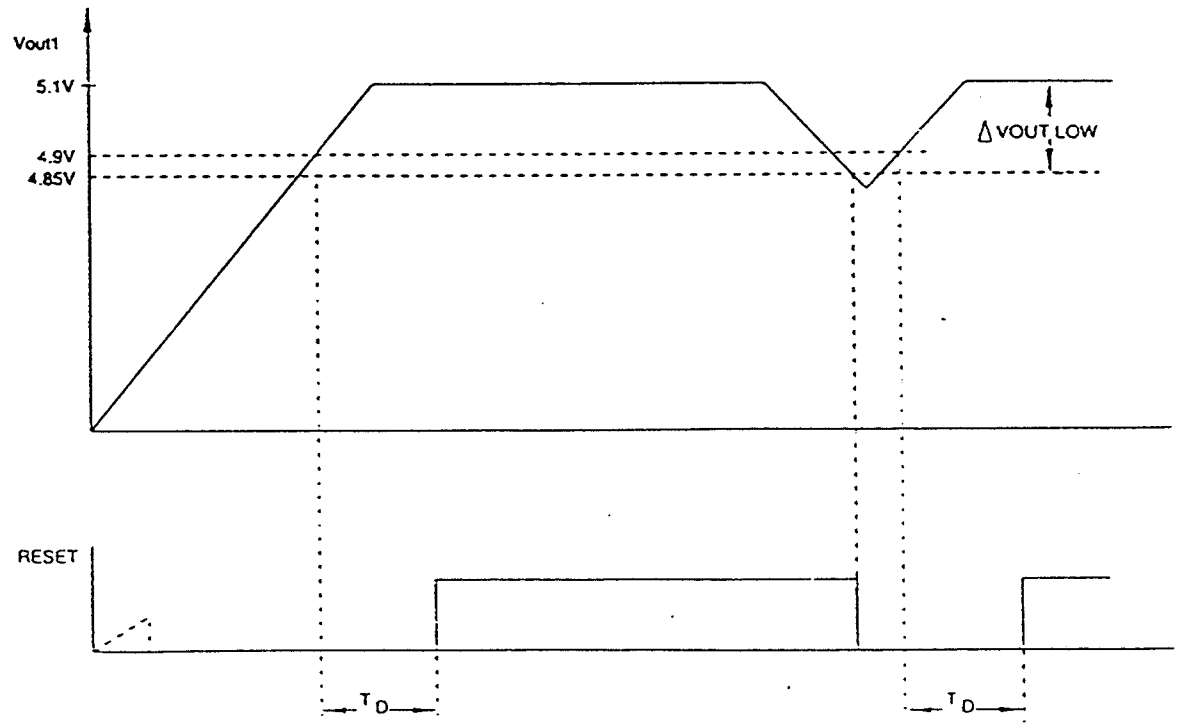
In Stand-by hat der µP seine volle Betriebsspannung, aber mit Reset = L nur ein Teil der internen Schaltung wartet auf den Einschaltbefehl.

Die Einschaltung kann in zwei Weisen erfolgen:
A) Über die Fernbedienung: in diesem Fall erfolgt Einschaltung über den Kode 0..9 und Pin 16 wird vom IC auf L geschaltet.
B) Pin 16 wird von außen auf L geschaltet. Dieser Pin verhält sich in Wahrheit wie ein Aus-Eingang. Liegt ein H Signal an, verhält er sich als Eingang und wartet von außen auf L geschaltet zu werden, danach hält der µP selber den L Zustand.
In Stand-by entspricht Pin 32 dem Bit 7 des Anschlußes 3 und ist auf L: durch drücken der Taste P+ wird T2 und T1 leitend und Pin 16 wird auf L gezwungen. Mit Pin 16 auf L werden die 12V Betriebsspannung freigegeben und das Gerät schaltet sich ein.



Reset Schaltung

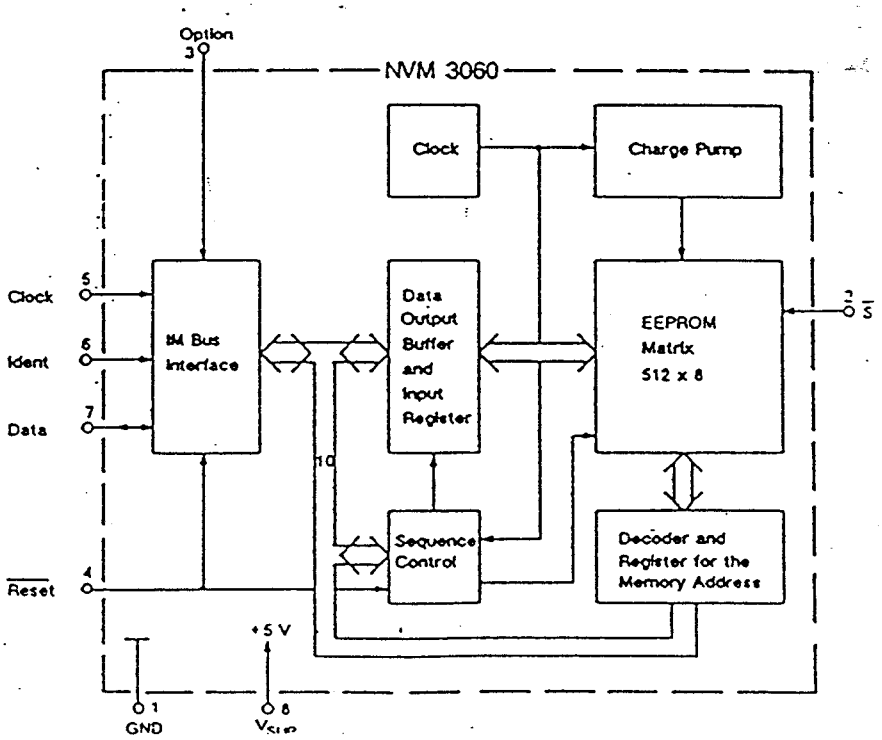
Hat die Aufgabe Betriebsspannungen zu prüfen und die CCU freizugeben wenn diese richtig sind.
Die Einschaltverzögerung ist duch die Kapazität C423 gegeben um die CCU sicher einzuschalten und die Stummschaltung (bei Mono Gerät) durchzuführen.
Der Resetimpuls wird am Pin 6 des IC402 (TDA8139) erzeugt der auch für die Stabilisierung der 5V und 12V sorgt.
Wie aus folgendem Diagramm ersichtlich, wird der Resetimpuls erzeugt nur wenn die Ausgangsspannung am Pin 9 die 4,9V überschreitet. Wenn dann der interne Generator den Kondensator C423 aufladet, und für Ladezeit (TD) des Kondensators selber, bleibt der Resetausgang auf L; wenn C423 ganz aufgeladen ist wird der Resetausgang H.
Jedesmal wenn der 5V Ausgang 4,85V unterschreitet wird der Resetausgang L und die CCU kann nicht arbeiten. Das System wird nur wieder Eingeschaltet wenn der Ausgang die 4,9V überschreiten kann.



Speicher

Im Speicher werden die Abstimmdaten der Programme, die Analogwerte von Ton und Bild gespeichert. Es können weiterhin Daten für Videotext, PIP, Farbe, Lage und Größe des OSD gespeichert werden.

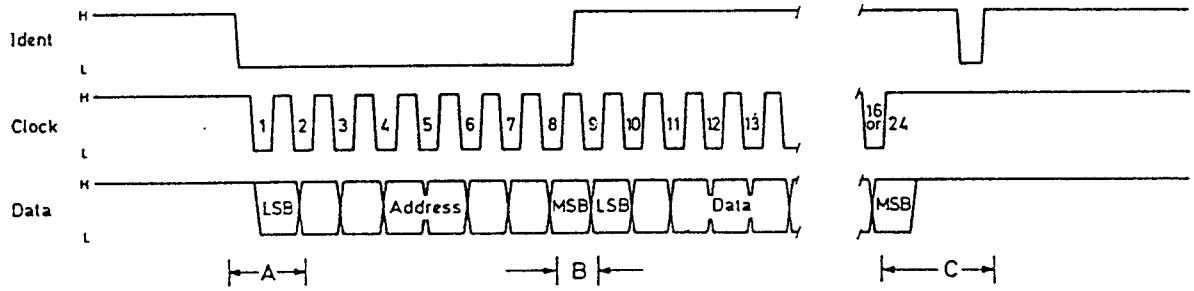
Der verwendete Speicher, von der Type NVM3060, hat eine Kapazität von 4kBayt, was 512 je 8 Bit Zellen entspricht, und ist vom IMBus des Mikroprozessors bewacht.



Er wir vom IMBus (Intermetall Bus) angesteuert, der entwickelt worden ist um die CCU (Central Control Unit) mit den verschiedenen Schaltungen in einfacher Weise zu vebinden. Da nur die CCU "master" ist und die anderen Schaltungen "slave" sind, ist weiter keine Priorität am Bus zu beachten.
Der IMBus besteht aus folgenden drei Leitungen:
- Identifizierung ID
- Takt CK
- Daten D

Die ersten zwei Leitungen werden von der CCU überwacht und der Datenfluß erfolgt nur in einer Richtung, auf der Datenleitung erfolgt dagegen der Datenfluß in beiden Richtungen.
In Ruhestellung sind alle Leitungen auf H.
Eine Bus-Übertragung beginnt wenn ID und CK den Pegel L haben. Danach beginnt die Übertragung des ersten Byt der Anschrift mit dem letztwertigen Byt (LSB=Less significant bit).
Die Daten werden auf der steigenden Flanke des Taktimpulses entnommen.
In diesem Zeitraum hat ID H Pegel und in der Schaltung erfolgt der Vergleich mit der Übertragenen Adresse. Nur die angeschlossene Schaltung mit dieser Adresse wird den IMBus Daten auslesen oder einschreiben.
Daten Ein-Ausgabe ist immer mit der Adresse verbunden und so kennen der Mikroprozessor und die Schaltung immer die Funktion die ausgeführt werden soll.
Zu diesen Zeitpunkt sendet die CCU 8 oder 16 Takt-Impulse 1 oder 2 Byt in die Schaltung einzulesen oder aus der auszulesen.
Auch in diesen Fall werden die Daten auf der ansteigenden Flanke des Taktimpulses gelesen.
Am Ende dieser Verbindung wird ein kurzer negativer Impuls auf der ID Leitung gesendet, der auch für die Speicherung zuständig ist.
Die Verbindung in zwei Richtungen erfolgt Open-Drain-Ausgänge und die pull-up Widerstände sind in der CCU enthalten.

Bild: Beispiel eines Datenaustausches IMBus.

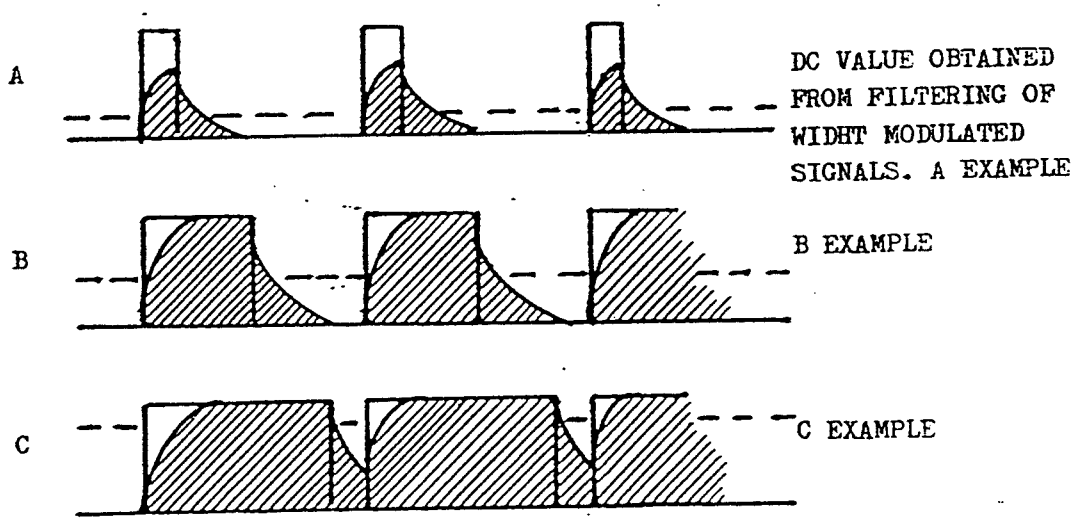


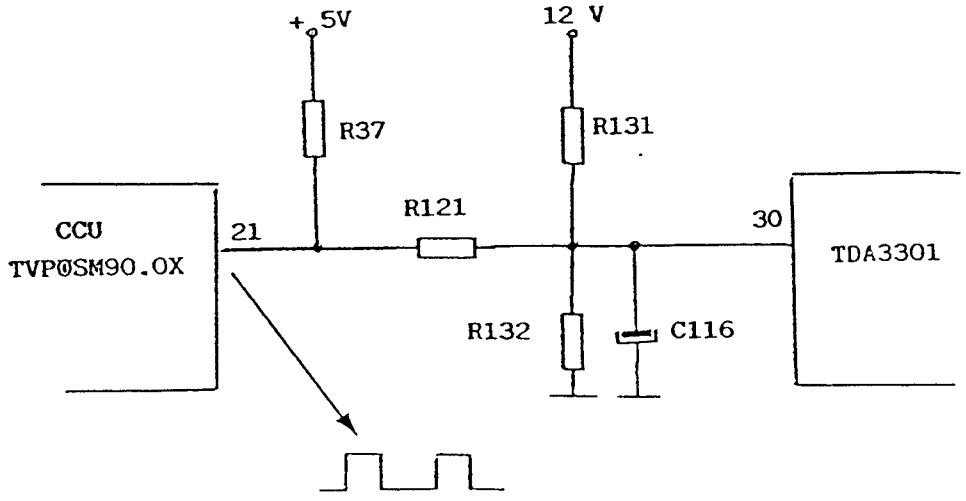
A) Beginn der IMBus Übertragung
B) Ende der Anschrift
C) Ende der Übertragung

Analog Befehle

Am FS-Gerät ist es notwendig Helligkeit, Farbe, Kontrast, Lautstärke einstellen zu können; daher ist es notwendig den Regeleinheiten eine Gleichspannung zuzuführen, die von einen kleinsten zu einen größten Wert verändert werden kann, um den ganzen Regelbereich überbrücken zu können.
Dies wird erreicht mit einer phasenmodulierten Rechteck-spannung mit 64 Step auf den 4 Leitungen der CCU.
Die Phasenmodulation wird über die Geräte-Bedienungen oder mit der Fernbedienung gesteuert.
Für die Lautstärke erfolgt dies nur in der Monoausführung.

Beispiel: Helligkeit.



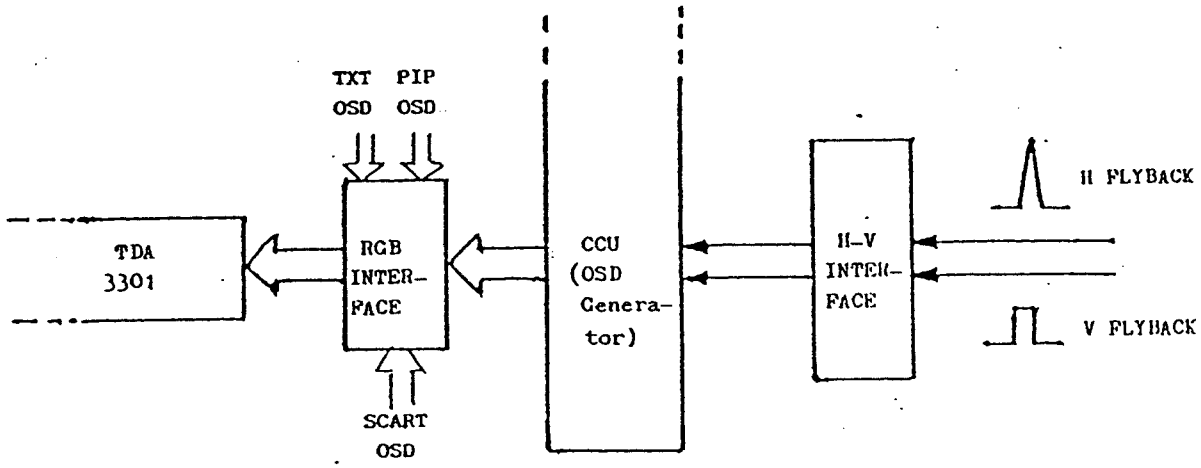


Generation mit OSD

Der Benutzer hat den Wunsch die Einstellungen am Gerät zu erkennen, um als Beispiel zu wissen welches Programm eingestellt oder aufgerufen ist und welche Einstellungen gemacht werden können.
Diese Informationen können über das Bedienteil gegeben werden oder können über den Bildschirm, wie in unserem Gerät, ausgegeben werden.
Es müssen also RGB-Informationen gebildet werden die über einen Befehl ausgegeben werden und auf den Bildschirm in eine bestimmte Stellung gebracht werden, synchronisiert mit Bild und Zeile.

Die Schnittstellen H - V und RGB haben die Aufgabe die Synchron- und die RGB-Signale den Schaltungen anzupassen.

OSD Blockschaltbild

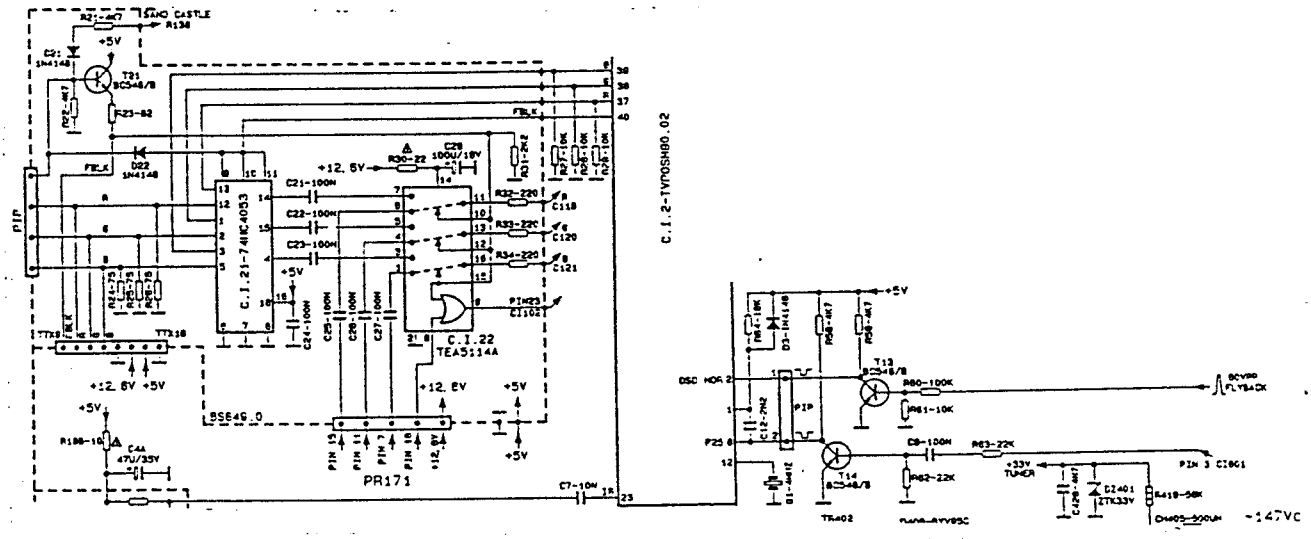


RGB Schalter

Da die RGB Signale aus verschiedenen Schaltungen kommen können, Videotext, PIP, CCU und SCART-Buchse, ist es notwendig, daß sie nicht gleizeitig erscheinen.
Für diesen Zweck hat die RGB-Schnittstelle die Aufgabe sie zu schalten.
Die Umschaltung erfolgt mit folgenden Prioritäten:
1) OSD aus CCU
2) OSD aus Videotext oder PIP
3) OSD aus Scart-Buchse

Der IC 21 74HC4053 ist ein Analogschalter mit vier Schalter von denen einer nicht verwendet wird. Jeder Schalter hat für einen Eingang das RGB-Signal vom OSD und am anderen das RGB-Signal vom PIP oder Videotext die über Widerstände verbunden sind.

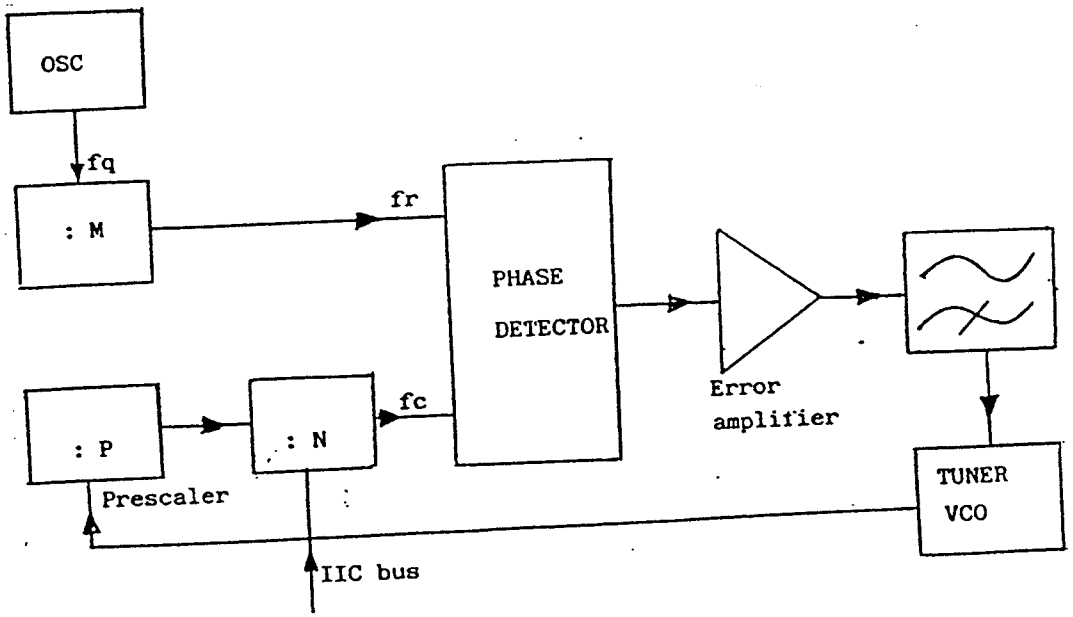
Der Austastbefehl an Pin 9, 10 und 11 und von der CCU erzeugt, schaltet einen dieser Eingänge. Es stehen so an den Pins 14, 15 und 4 die RGB-Signale vom OSD, PIP oder Videotext zur Verfügung die an die Eingänge des TEA5114A gelangen der ebenfalls als Schalter arbeitet zwischen diesen Signalen und denen die von der Scart-Buchse kommen.
Der Schaltbefehl für den IC 22 besteht aus dem logischen OR zwischen Austastung/CCU und Austastung/Videotext und die Summe auf den Anschluß des Emitters T21 bildet.
An den Pins 10, 12, und 15 vom TEA2114 erfolgt die Umschaltung der internen Schalter.
An den Ausgängen der Pins 11, 13 und 16 sind die RGB-Signale verfügbar die am Bildschirm erscheinen mit Hilfe von TDA3301 über den Austastimpuls am Ausgang von Pin 9 des IC's 22.



Beschreibung der PLL Schaltung.

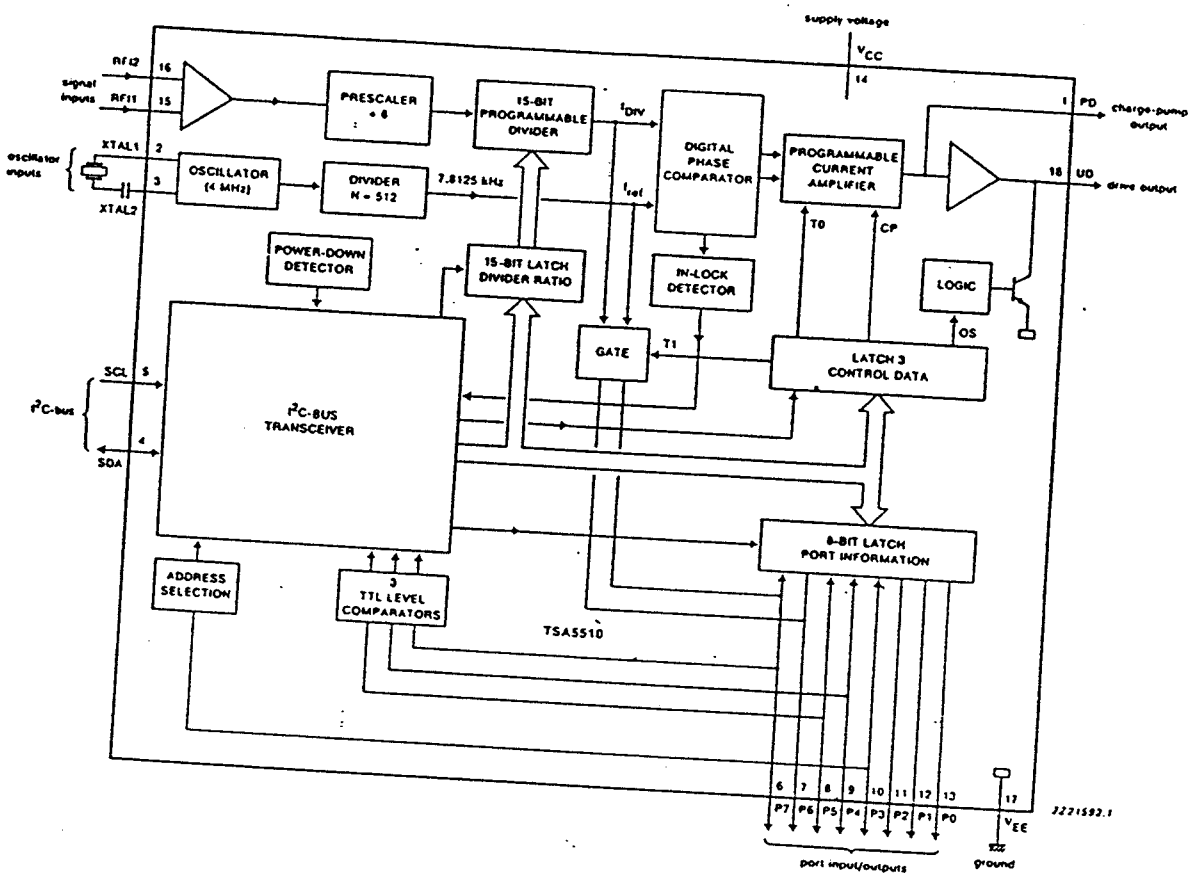
Die Frequenzsynthese besteht aus einen geregelten Oszillator dessen Frequenz mit kleinen digitalen Schritten geregelt werden kann. Ein solcher geregelter Oszillator hat die Genauigkeit und Stabilität eines Quarzoszillators.
In einer PLL Schaltung wird die Ausgangsfrequenz vom VCO über einen festen und über einen programmierbaren Teiler heruntergeteilt, dann in Phase mit einer Referenzfrequenz eines heruntergeteilen Quarzoszillators verglichen. Wenn die zwei Signale nicht Phasengleich sind, wird eine Fehlerspannung erzeugt die den VCO regelt und so den "loop" für die Reglug bildet.
Eine sogennante "Erkennung eines Senders" Anchlußleitung vom TDA 4504/B benachrichtigt die CCU von der Anwesenheit eines Senders und wird verwendet für die automatische Sendereinstellung währen der Abstimmung und für das Vorhandensein oder nicht eines Senders um die Stummschaltung ein- oder auszuschalten. Die Frequenz des Oszillators kann in kleinen Schritten verändert werden, indem die Teilung des programmierbaren Teilers verändert wird. Die Auflösung der Frequenz entspricht 62,5 kHz.

Blockschaltung der PLL Schaltung:



Die PLL Schaltung besteht aus dem Mikroprozessor TVPO 2066 und dem im Tuner eigebauten IC TSA5511T.

Bolockschaltung des TSA 5511T



Der IC TSA5511 spricht mit dem IICBus des Mikroprozessors über die PIN 4 und 5. Der Datenanschluß erhält 5 Serien-Byt: um die Frequenz des Tuneroszillators einzustellen (Teilung des programmierbaren Teilers), programmiert die 8 Ausgänge (Pin 6-13) und überwacht den programmierbaren Stromverstärker.
Die Referenzfrequenz des PLL ist 7,8125 kHz und wird mit Teilung durch 512 des 4 MHz Oszillators erhalten.
Das Signal des Tuneroszillators wird symmetrisch an die Pin 15 und 16 angeschlossen, um Verstärkt und danach vom programmierbaren Teiler geteilt zu werden (unter Kontrolle von den Daten der UP), um eine Frequenz von 7,8125 zu erhalten, die gleich der Referenzfrequenz entspricht.
Nach dieser letzten Teilung, wird das Signal des Oszillators mit der Referenzfrequenz verglichen: der Ausgang der Vergleichstufe steuert einen programmierbaren Stromverstärker und weiter erfolgt eine Spannungsverstärkung.

Der programmierbare Stromverstärker ist laufend unter der Kontrolle der Phasenvergleichsstufe um die Varicapspannung konstant zu halten. Bei jeden Kanalwechsel erfolgt eine Programmierung über Pin 4 und 5 vom Mikroprozessor über den IICBus.
Das Signal am Ausgang von Pin 18 steuert T1, und erzeugt an R56 einen Spannungsänderung der Varicapspannung.
Pin 1 überwacht ebenfalls den Varicapanschluß, und erzeugt schnelle Änderungen bei Kanalwechsel um die Abstimmung zu beschleunigen.

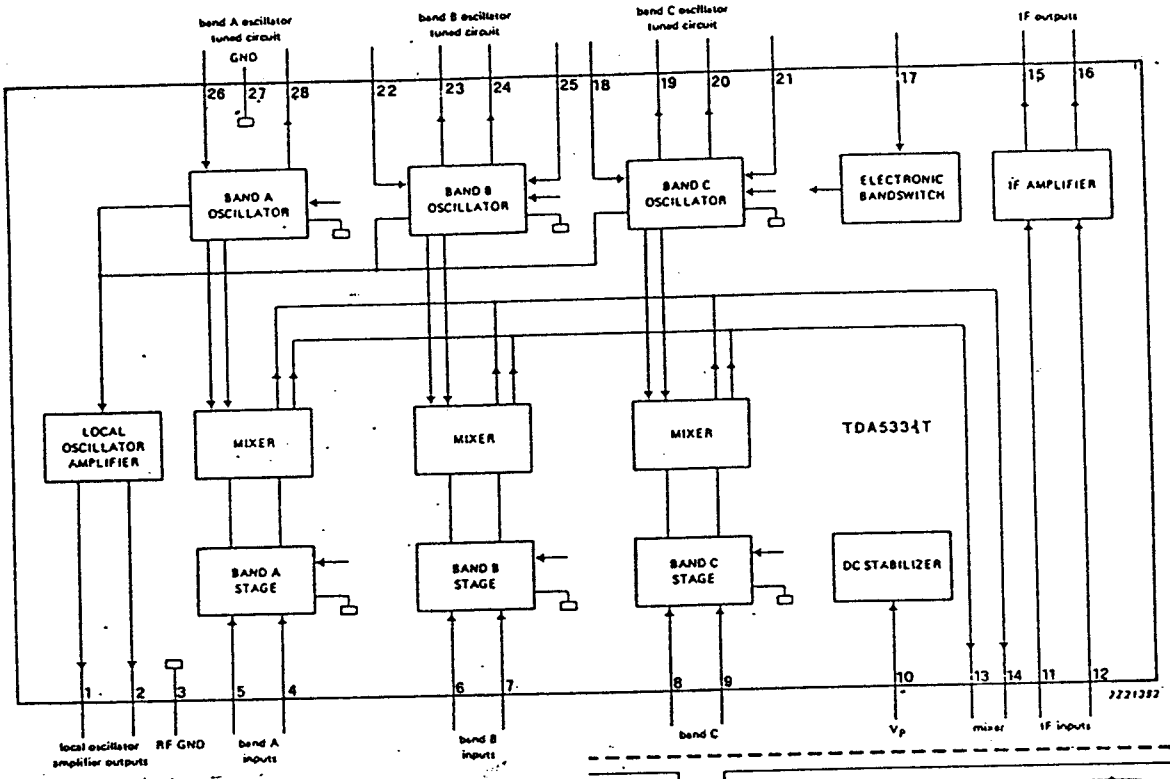
Von den 8 Ausgängen P0...P7 werden nur 3 verwendet, um die 3 Bänder auszuwählen: A, B und C.

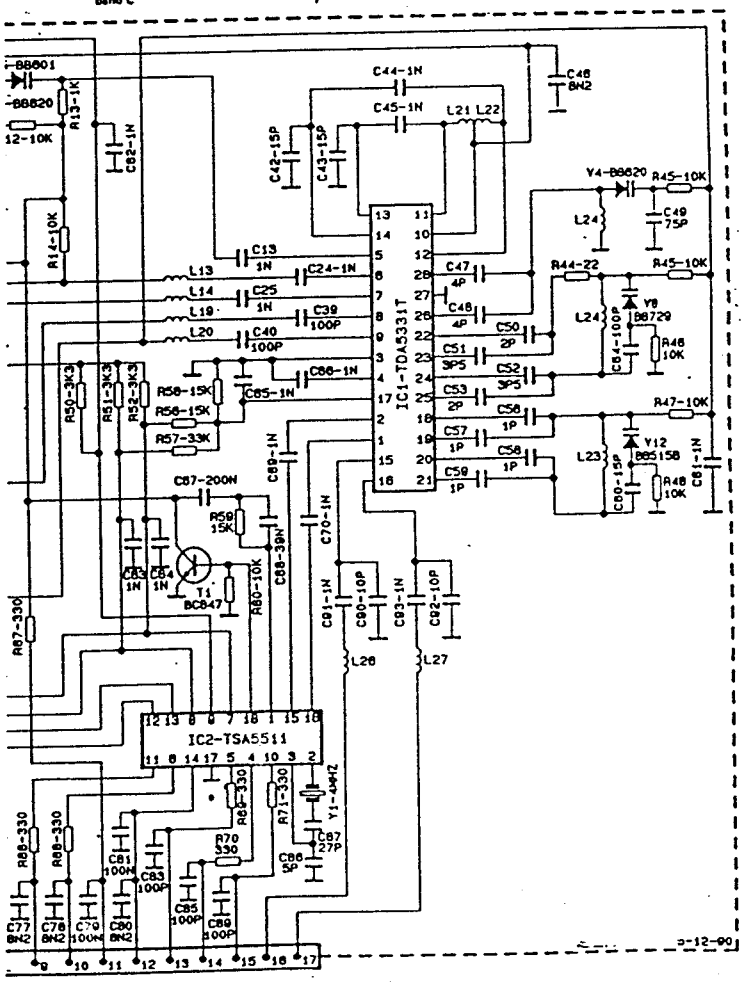
A = 48,25 - 168,25 MHz (Videoträger).
B = 175,25 - 463,25 MHz "
C = 455,25 - 855,25 MHz "

Die drei Ausgänge sind an den Pins 7, 8 und 9 verfügbar und wählen die Bänder C, B und A.
Der Ausgang mit Pegel H bestimmt das Band, indem einer von den drei HF-Verstärkern F1, F2 oder F3 eingeschaltet wird.
Pin 7 und 8 wählen auch einen der drei Tuner-Oszillatoren die im IC TDA5331T enthalten sind.
Je nach ihren logischen Pegel schalten sie Ein oder Aus Widerstandsteiler R51, R52, R55, R56, R57 um an Pin 17 des TDA5331T drei mögliche Spannungswerte zu liefern:
0 V für Band A
2,5 V " " B
5 V " " C
Diese Spannungspegel werden je nach den folgenden Pegel an Pins 7 und 8 erzeugt:

TSA5511: logische Ausgänge	0 V	2,5 V	5 V	Spannung an Pin 17 vom TDA5331T
pin 7	0	0	1	
pin 8	0	1	0	

Blockschaltbild des TDA5331T





Tunerschaltung:
PLL Schaltung,
Bandoszillatoren,
Mischer

Kanäle
ZF = 38.9 MHz

OSD	Anzeige Kanal	Banda	Video Träger (MHz)	Freq. Osz. (MHz)	Teilung
00	S20	VHF1	294.25	333.125	5330
01	R1	VHF1	48.75	88.625	1418
02	K2	VHF1	48.25	87.125	1394
03	K3	VHF1	55.25	94.125	1506
04	K4	VHF1	62.25	101.125	1618
05	K5	VHF3	175.25	214.125	3426
06	K6	VHF3	182.25	221.125	3538
07	K7	VHF3	189.25	228.125	3650
08	K8	VHF3	196.25	235.125	3762
09	K9	VHF3	203.25	252.125	3874
10	K10	VHF3	210.25	249.125	3986
11	K11	VHF3	217.25	256.125	4098
12	K12	VHF3	224.25	263.125	4210
13	A	VHF1	53.75	92.625	1482
14	B	VHF1	62.25	101.125	1618
15	C	VHF1	82.25	121.125	1938
16	D	VHF3	175.25	214.125	3426
17	E	VHF3	183.25	222.625	3562
18	F	VHF3	192.25	231.125	3698
19	G	VHF3	201.25	240.125	3842
20	H	VHF3	210.25	249.125	3986
21	K21	UHF	471.25	510.125	8162
22	K22	UHF	479.25	518.125	8290
23	K23	UHF	487.25	526.125	8418
24	K24	UHF	495.25	534.125	8546
25	K25	UHF	502.25	542.125	8674
26	K26	UHF	511.25	550.125	8802
27	K27	UHF	519.25	558.125	8930
28	K28	UHF	527.25	566.125	9058
29	K29	UHF	535.25	574.125	9186
30	K30	UHF	543.25	582.125	9314
31	K31	UHF	551.25	590.125	9442
32	K32	UHF	559.25	598.125	9570
33	K33	UHF	567.25	606.125	9698
34	K34	UHF	575.25	614.125	9826
35	K35	UHF	583.25	622.125	9954
36	K36	UHF	591.25	630.125	10082
37	K37	UHF	599.25	638.125	10210
38	K38	UHF	607.25	646.125	10338
39	K39	UHF	615.25	654.125	10466
40	K40	UHF	623.25	662.125	10594
41	K41	UHF	631.25	670.125	10722
42	K42	UHF	639.25	678.125	10850
43	K43	UHF	647.25	686.125	10978
44	K44	UHF	655.25	694.125	11106
45	K45	UHF	663.25	702.125	11234
46	K46	UHF	671.25	710.125	11362
47	K47	UHF	679.25	718.125	11490
48	K48	UHF	687.25	726.125	11618
49	K49	UHF	695.25	734.625	11746
50	K50	UHF	703.25	742.125	11874

51	K51	UHF	711.25	750.125	12002
52	K52	UHF	719.25	758.125	12130
53	K53	UHF	727.25	766.125	12258
54	K54	UHF	735.25	774.125	12386
55	K55	UHF	743.25	782.125	12514
56	K56	UHF	751.25	790.125	12642
57	K57	UHF	759.25	798.125	12770
58	K58	UHF	767.25	806.125	12898
59	K59	UHF	775.25	814.125	13026
60	K60	UHF	783.25	822.125	13154
61	K61	UHF	791.25	830.125	13282
62	K62	UHF	799.25	838.125	13410
63	K63	UHF	807.25	846.125	13538
64	K64	UHF	815.25	854.125	13666
65	K65	UHF	823.25	862.125	13794
66	K66	UHF	831.25	870.125	13922
67	K67	UHF	839.25	878.125	14050
68	K68	UHF	847.25	886.125	14178
69	K69	UHF	855.25	894.125	14306
70	(**)	UHF	863.25	900.125	14434
71	R2	VHF1	59.25	98.125	1570
72	R3	VHF1	77.25	116.125	1858
73	R4	VHF1	85.25	124.125	1986
74	R5	VHF1	93.25	132.125	2114
75	R7	VHF3	183.25	222.125	3554
76	R8	VHF3	191.25	230.125	3682
77	R9	VHF3	199.25	238.625	3810
78	R10	VHF3	207.25	246.125	3938
79	R11	VHF3	215.25	254.125	4066
80	R12	VHF3	223.25	262.125	4194
81	S1	VHF1	105.25	144.125	2306
82	S2	(*)	112.25	151.125	2418
83	S3	(*)	119.25	158.125	2530
84	S4	(*)	126.25	165.125	2642
85	S5	(*)	133.25	172.125	2754
86	S6	(*)	140.25	179.125	2866
87	S7	(*)	147.25	186.125	2978
88	S8	(*)	154.25	193.125	3090
89	S9	(*)	161.25	200.125	3202
90	S10	(*)	168.25	207.125	3314
91	S11	VHF3	231.25	270.125	4322
92	S12	VHF3	238.25	277.125	4434
93	S13	VHF3	245.25	284.125	4546
94	S14	VHF3	252.25	291.125	4658
95	S15	VHF3	259.25	298.125	4770
96	S16	VHF3	266.25	305.125	4882
97	S17	VHF3	273.25	312.125	4994
98	S18	VHF3	280.25	319.125	5106
99	S19	VHF3	287.25	326.125	5218
100	S21	VHF1	303.25	342.125	5474
101	S22	VHF1	311.25	350.125	5602
102	S23	VHF1	319.25	358.125	5730
103	S24	VHF1	327.25	366.125	5858
104	S25	VHF1	335.25	374.125	5986
105	S26	VHF1	343.25	382.125	6114
106	S27	VHF1	351.25	390.125	6242
107	S28	VHF1	359.25	398.125	6370

108	S29	VHF1	367.25	406.125	6498
109	S30	VHF1	375.25	414.125	6626
110	S31	VHF1	383.25	422.125	6754
111	S32	VHF1	391.25	430.125	6882
112	S33	VHF1	399.25	438.125	7010
113	S34	VHF1	407.25	446.125	7138
114	S35	VHF1	415.25	454.125	7266
115	S36	VHF1	423.25	462.125	7394
116	S37	VHF1	431.25	470.125	7522
117	S38	VHF1	439.25	478.125	7650
118	S39	VHF1	447.25	486.125	7778
119	S40	VHF1	455.25	494.125	7906
120	S41	VHF1	463.25	502.125	8034

Kanäle CCIR:
K2..K12;
A,B,C,D,E,F,G,H;
K21..K69;
S1..S41.

Kanäle OIRT:
R1..R12.

(*) Kanäle im Band VHF1 oder VHF3 je nach Tuner-Type (CATV oder Hiperband).

(**) Kanal nicht Standard.

Bemerkung: R6 (OIRT) ist gleich mit D (CCIR).

Stereoschaltung

Ton-ZF und Signalverarbeitung

Das verstärkte ZF-Signal vom Tuner, steuert das OWF in dem die Trennschärfe und der Nachbarkanalempfang des Empfängers bestimmt werden.
Die Ausgangsstufe des Tuners ist symmetrisch und hat einen Innenwiderstand von 50 Ohm. Der Ausgangswiderstand des OWF ist niedrig um die Reflexionen zu unterdücken und die Videoauflösung zu erhöhen.
Das ZF-Videosignal wird gefiltert und in seinen Video- und Ton-komponenten getrennt.
Die zwei Signale werden in den jeweiligen Demodulatoren weiterverarbeitet.

Quasi Parallel Ton

Im TDA3857, das Blockschaltbild ist in der nächsten Seite abgebildet, wird das Sigal demoduliert.

Die wichtigsten Funktionen sind:

- Breitbandverstärkung mit Verstärkungsreglung
- Automatische Spitzenverstärkungsreglung
- Bezugsverstärker für die Videoträgererzeugung
- Intercarriermischer für die Ton-ZF
- Getrennte Demodulation für die 5,5 und 5,74 Mhz Signale

Das ZF-Signal wir symmetrisch an den Eingängen 1 und 20 vom IC TDA3857 angeschlossen. Der Ton-Verstärker besteht aus drei Stufen in denen das Signal auf einen Pegel verstärken wird der eine gute Demodulation gewährleistet.
Der Pegel der dritten Stufe wird auch für größere Eingangssignaländerungen (Verstärkungsänderung von 60 dB), mit einer Stufe konstant gehalten in der die dafür benötigte Regelspannung verstärkt wird und die alle drei Verstärker regelt.

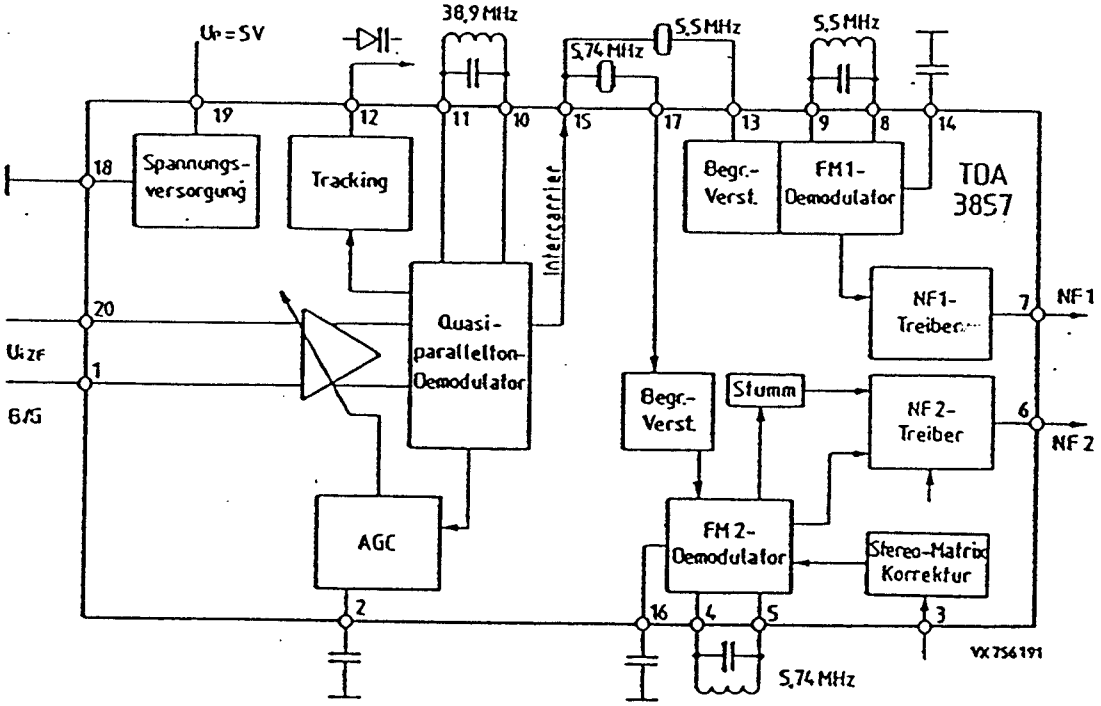
Danach wird das verstärkte Signal synchron demoduliert. Der Bezugsträger 38,9 MHz wird von L203 und C207 bestimmt.
Der Demodulator hebt die doppelten Seitenbänder, die Oberwellen und alle Intermodulationsprodukte auf. Der Störpegel des Videosignalanteiles wird auf minimum gebracht.

Das erzeugte Signal wird intern gefiltert und steht am Anschluß 15 des IC201 zur Verfügung. Über zwei Filter 5,5 und 5,74 MHz ist das Signal mit den Anschlüssen 13 und 17 verbunden.
Die zwei frequenzmodulierten Träger 5,5 und 5,74 MHz werden getrennt demoduliert.
Jeder Demodulator besteht aus einen Begrenzungsverstärker der vom Demodulator gefolgt wird.

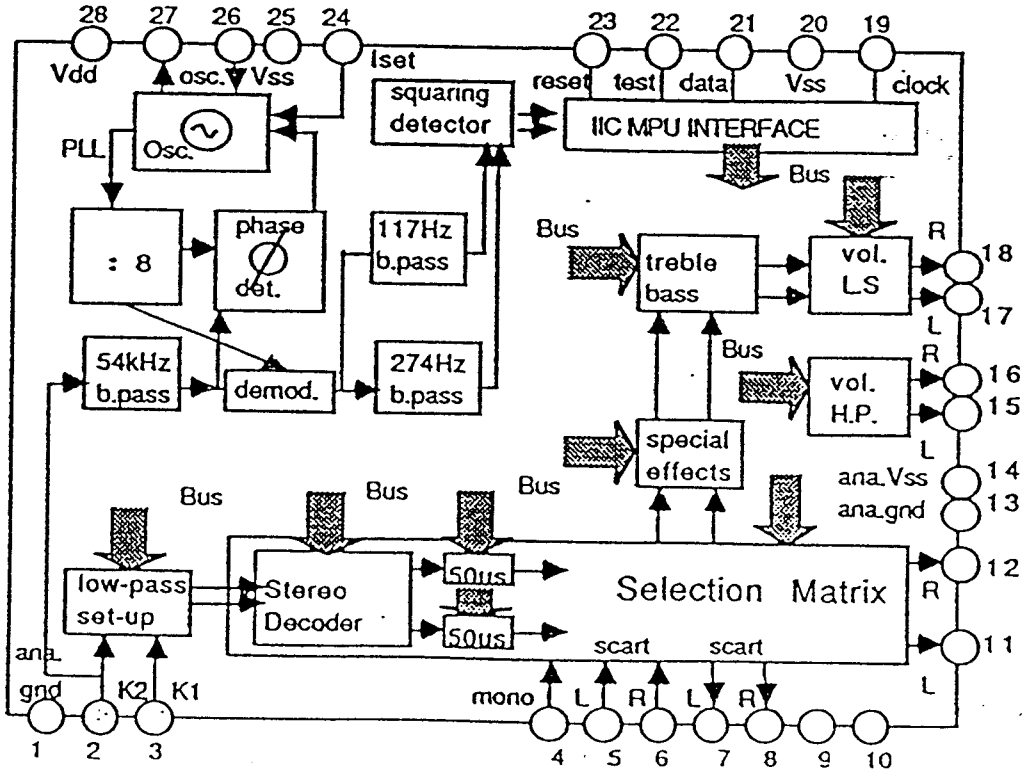
Die zwei Tonsignale AF1 ((L+R)/2 oder mono kompatibel) und AF2 (rechter Kanal oder zweite Sprache und Pilotträger) steuern über zwei Filter den Ton-decoder. Der amplitudenmodulierter Träger wird von L204 und C218 gefiltert. Die Trennschärfe der Schaltung erreicht, daß die Dämpfung (besonders bei 274,1 Hz) kleiner als 1 dB ist, aus diesem Grund hat das Bandfilter einen Bandpass von größer 1 kHz (Q ≃40).

Der Tondecoder ist im IC202 MC44130.
Dieser IC führt alle Kontrollfunktionen auf das Tonsignal durch. Er kann auch einen externen Ton umschalten. Drei unabhängige Ausgänge liefern die Tonsignale für die SCART-Buchse, den Leistungs-Verstärker und dem Kopfhörerverstärker.
Der Ausgang für den Leistungsverstärker (Lautsprecher) hat die Lautstärkereglung, Balacereglung, Höhen- und Tiefenreglung und die Effekte "pseudo stereo" und "spazial stereo".
Der Ausgang für den Kopfhörer hat nur die Lautstärkereglung, die unabhängig vom Ausgang für den Leistungsverstärker ist.
Alle diese Funktionen werden unter Kontrolle des I2C Bus ausgeführt.

Blockschaltbild des TDA3857



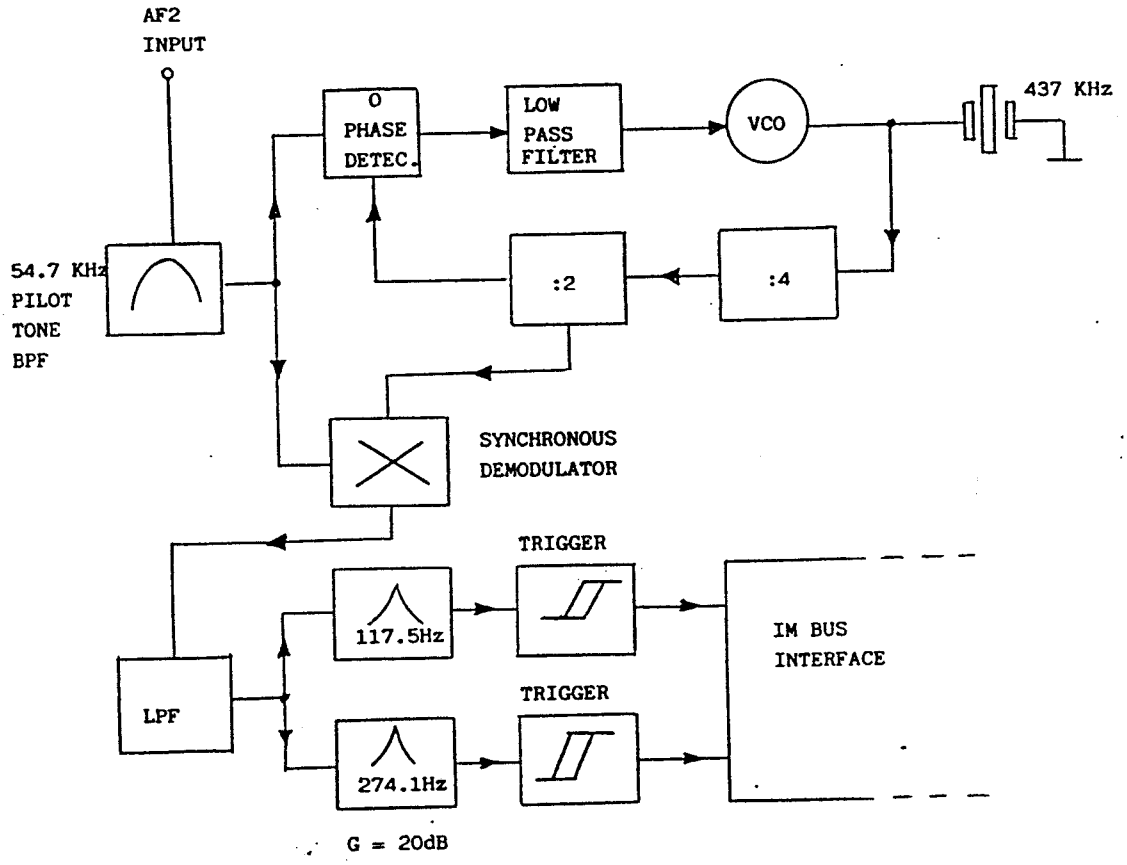
Blockschaltbild des MC44130



Identifikation

Der Inhalt der Tonübertragung wird mit der Demodulation des Pilotträgers erkannt. Die Frequenz des Pilotträgers ist (übertragen mit dem Tonsignal AF2) 54,6875 kHz. Er ist AM (50%) moduliert mit 117,5 Hz für die Stereosendungen, mit 274,1 Hz für die Zweisprachsendungen und wird für Monosendungen nicht moduliert.
Der Pilotträger wird mit einen Bandpass gefiltert um ihn vom Tonsignal zu trennen und wird dann demoduliert.

Blockschaltbild der Pilotträgerdemodulation



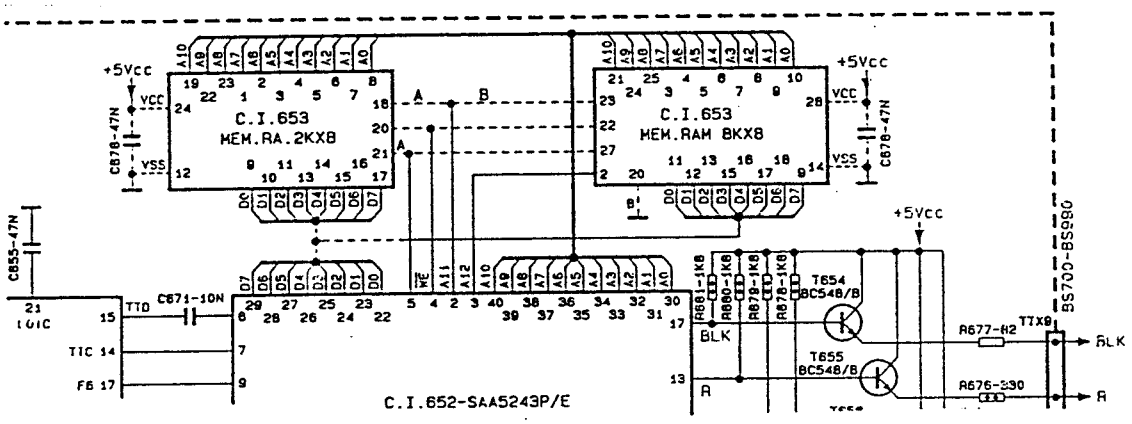
Videotextschaltung

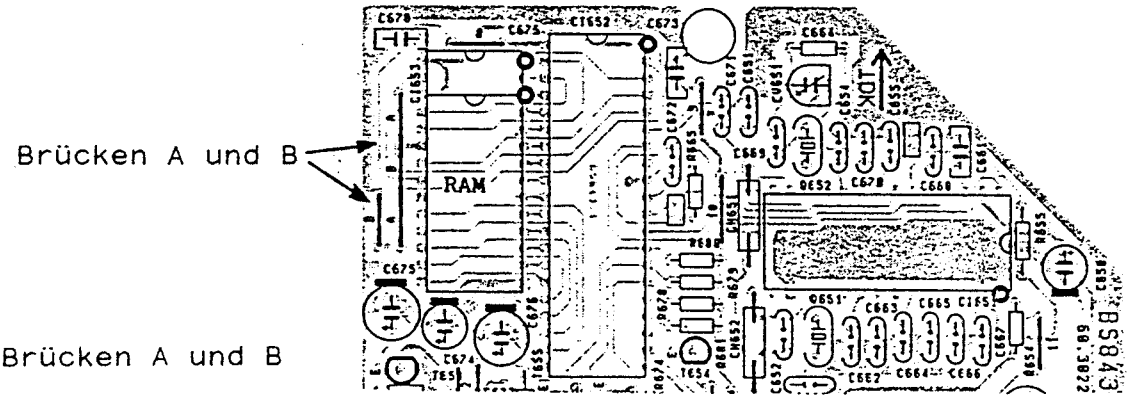
Mit dem Chassis BS990 wird das Videotextmodul BS843 verwendet. Der Mikroprozessor TVPOSM90 steuert direkt den SAA5243 über den IIC-Bus mit dem Takt auf Pin 19 und die Datenleitung auf Pin 20.

Dieses Modul kann zwei Speicher IC verwenden:
- 1 RAM von 2k Byte um zwei Videotextseiten zu speichern, oder
- 1 RAM von 8k Byte, die obwohl 8 Videotextseiten gespeichert werden können, nur einen Speicher für 4 Seiten hat.

Die zwei Speicher sind Kompatibel pin-to-pin, bei folgenden Bedingungen:
- der 2K Byte Speicher, ist ein 24 Pin IC und läßt die Pin 1-2 und 27-28 frei (siehe Bild). Es müßen die zwei Brücken A eingebaut werden und die zwei Brücken B müßen entfernt werden.
- der 8k Byte Speicher ist ein 28 Pin IC. Die zwei Brücken B müßen eingebaut sein und die zwei brücken A müßen entfernt werden.

Schaltbild der Speicher TTX





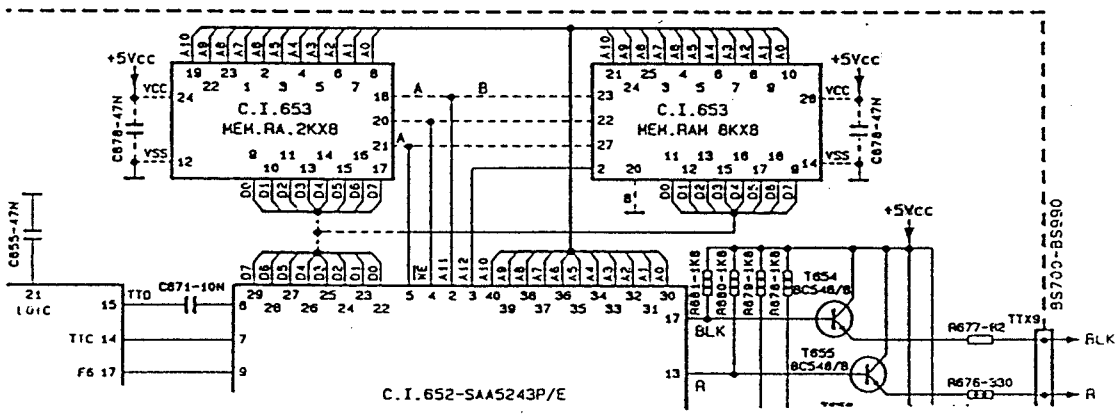
TELETEXT CIRCUIT

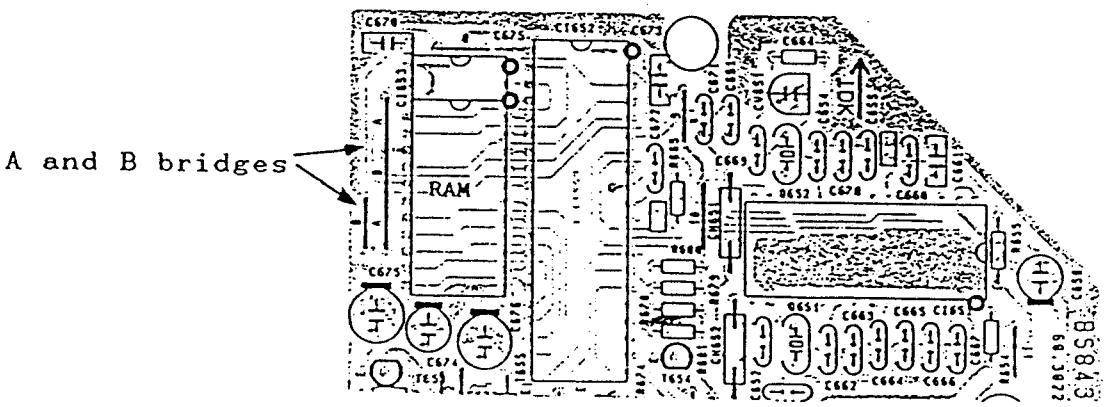
On BS990 chassis CTV's is used, as teletext module, BS843 module similar to the previous one based on the CCT (Computer Controlled Teletext) concept.
The module works without interface or microprocessor to decode informations coming from IIC bus of the tuning microprocessor and the IIC bus from micro TVPOSM90, controls directly the SAA5243 IC with clock line on pin19 and the data line on pin 20.
This module can use two different memory system:

- 1 RAM (2 Kbyte) to memorize 2 teletext pages; this system is employied in KTI702 Kit.
- 1 RAM (8 Kbyte) to memorize 4 teletext pages (also if the possibility is 8 pages); this system is used in KTI704 Kit (normally mounted on stereo sets).

The two different memories are pin to pin compatible on the following conditions:

- The 2 Kbyte memory, 24 pins IC, will not use pins 1-2-27 and 28 (see figure below). In this applicàtion will be inserted the bridges A and not inserted bridges B.
- The 8 Kbyte memory, 28 pins IC, will be on all 28 holes of the print circuit. The two bridges B will be inserted while bridges A will be not mounted.





SERVICE NOTES
BS 990 CHASSIS

SERVICE NOTES FOR CTV's WITH BS990 CHASSIS

CONTENTS

BS990 MAIN CHASSIS DESCRIPTION;
BLOCK DIAGRAM.....pag. 2

SWITCH MODE POWER SUPPLY..... " 7

VIDEO PROCESSING IC, TDA 4504/B,
HORIZONTAL AND VERTICAL CIRCUITS..... " 16

PIN-CUSHION CORRECTION CIRCUIT..... " 22

LUMINANCE AND CHROMINANCE PROCESSING
IC, TDA 3301..... " 24

VIDEO OUTPUT CIRCUITS..... " 28

ELECTRONIC TUNING CIRCUITS..... " 31

STEREO AUDIO STAGE..... " 52

MONO AUDIO STAGE..... " 59

TELETEXT CIRCUIT..... " 61

PIP (PICTURE IN PICTURE) CIRCUITS..... " 62

BS990 MAIN CHASSIS DESCRIPTION

GENERAL

This chassis was developed to be employed with stereo and mono audio decoder circuits and to drive CRT with deflection angles of 110°, with E-W and N-S pin cushion correction.

The circuit can handle normal reception for B/G standards and standards I and OIRT, PAL and SECAM/PAL, with few modifications.

The tuning system, completely automatic, is a frequency syntetizer with remote control and memorization of 40 programs.

The remote control allows the control of all TV function, teletext, mono and/or stereo sound and, moreover, PIP function. On front control panel, instead, there are only push-button required for emergency operations of the TV set.

This chassis is completed with SCART (PERITELEVISION) socket and can, also, handle teletext module in CCT (Computer Controlled Teletext) system and PIP (Picture In Picture) module.

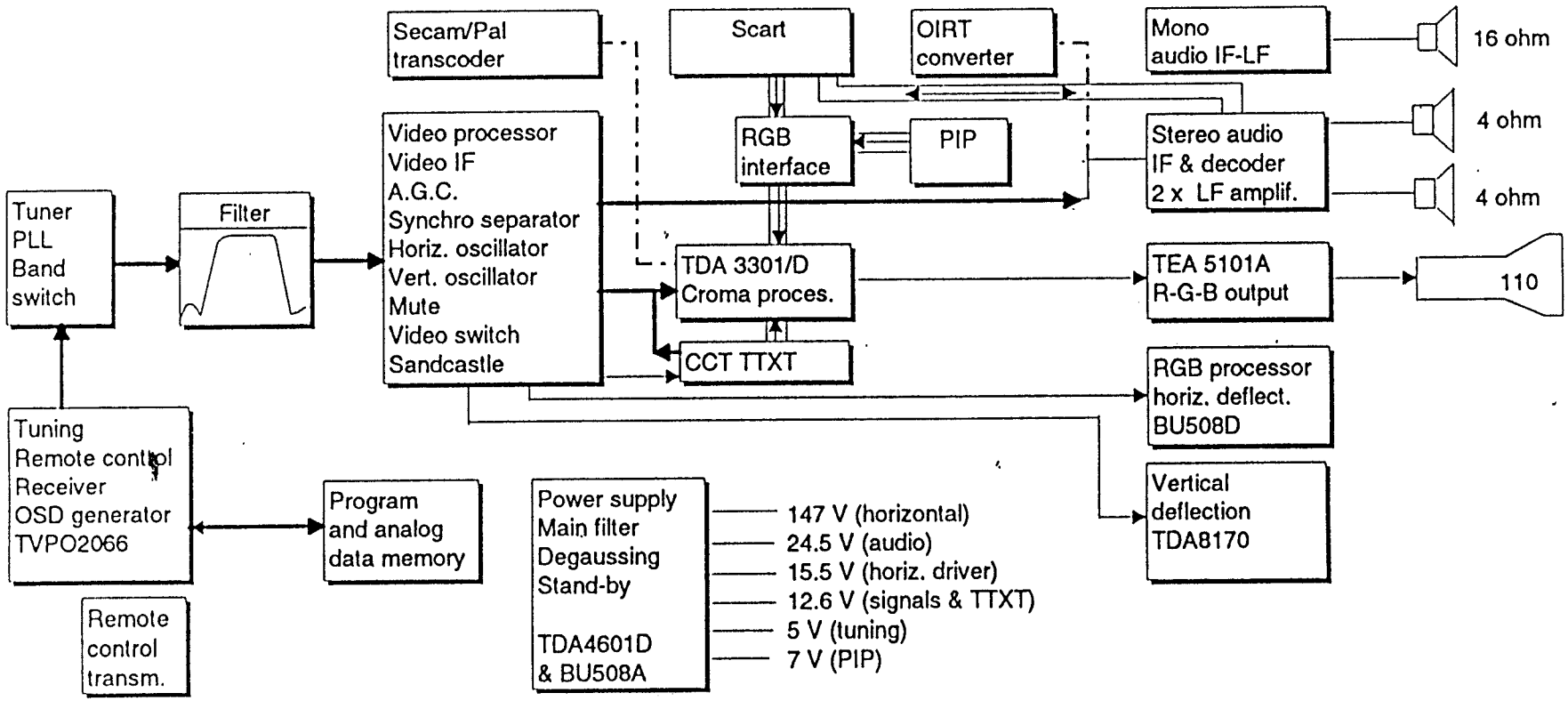
The stereo sets are normally equipped with teletext module.

CHASSIS BLOCK DIAGRAM DESCRIPTION

TUNER

The signal coming from the antenna socket, is converted in the tuner section, after filtering and amplification, in the IF (Intermediate Frequency) signal.
The varicap voltage, to tune the incoming signal, is obtained from a frequency syntetizer system.

BLOCK DIAGRAM



VIDEO CIRCUIT BLOCK

In this block is coming the IF signal from the tuner, trough an impedance adapter amplifier,that, after passing an SAW (Sourface Acoustic Wave) filter (giving proper selectivity and attenuation to the carriers); the signal is applied to the IC TDA4504 performing:

--IF signal amplification.
- IF signal detection.
- Supply video signal to the Scart socket.
- Supply IF audio signal to the audio circuits.
- Supply video signal to the teletext circuit.
- Supply the signal to the video/chroma circuits.
- Selection of the signal coming from antenna/scart socket.
- Supply the AGC and delayed AGC voltages.
- Supply the sync separation circuit.
- Generation of horizontal and vertical sync.
- Supply of muting voltage.
- Generation of vertical signal for the vertical output stage.
- Generation of the sand-castle signal.
- Generation of the horizontal signal to drive the horizontal output stage.

VIDEO/CHROMA CIRCUIT BLOCK

The video/chroma circuits elaborates the 1 V p.p. incoming composite video signal to obtain the three R - G - B signals necessary to drive the power output amplifiers connected to the picture tube.
The other main functions related to this block are:

- Black level control on the three guns.
- Beam current peack limiter.
- Fast blanking for signals coming from Scart socket or teletext circuit.
- Analog controls for brightness, contrast and colour saturation.
- Secam interface via a proper trnscoder.
- Luminance delay line drive.
- Chroma signals decodification.

R - G - B OUTPUT BLOCK

This circuit performs the following functions:

- R - G - B signals amplification.
- Signal amplification to obtain , automatically, the exact working point of R - G - B output amplifiers.

- Tracking amplification for best colour temperature high/low brightness.

SECAM/PAL TRANSCODER BLOCK

This block recognize and demodulates SECAM colour signal and, subsequently, perform PAL codification to permit normal elaboration in video(chroma PAL circuits.

POWER SUPPLY BLOCK

The power supply block is composed of:
- Main filter circuit.
- Automatic CRT degaussing circuit.
- Full wave rectifyer with normal filtering.
- Switch mode power supply with electrical separation from the mains and stabilisation against mains and load variations.
- Stand-by circuit.
- Secondary winding outputs for 145 V; 24,5 V; 12,6 V; 15,5 V; 7 V and 5 V.

HORIZONTAL DEFLECTION BLOCK

This block is composed of a power output stage, with proper linearity correction, to drive the horizontal beam deflection; EHT generation; focusing voltage generation (from which G2 bias is derived) and, from EHT winding, beam current reading for beam limiter circuits.
The output stages power supply voltage is obtained adding up the normal power supply voltage with fly-back rectified voltage.
From EHT secondary windings are, also, obtained:
- CRT filament voltage.
- Various voltages to supply other circuits.

VERTICAL DEFLECTION BLOCK

The vertical saw-tooth coming from the video circuit, is amplified in this block to obtain proper current for vertical deflection.
This circuit is composed, also of fly-back generation, amplitude adjustment, linearity and shift compensation for CRT and related components tollerances.

IF AND LF STEREO AUDIO BLOCK

In this block there are the following functions:
- Amplification, Limitation and deenphasis.
- Demodulation for 5,5 and 5,74 MHz signal with selection of stereo and bilingual transmission.
- Scart socket switching for sound low frequency signals.
- Different volume control for loudspeackers and earphone. The muting control acts only on the loudspeackers.
- The double power output stage, works in class B configuration for loudspeackers and in class A configuration for earphone output.

IF AND LF MONO AUDIO BLOCK

This configuration is equipped with the same stages of the stereo block, without, naturally, the stereo decoder and the power output stage can handle only mono signals.
The earphone output can not be adjusted separately.

OIRT CONVERTER

The already described functions can be improved inserting a 6,5/5,5 MHz converter to adapt sound circuits to different standards.

TUNING BLOCK

The tuning system used is a frequency syntetizer. It is possible to tune all CCIR channels, italian channels, OIRT channels, CATV channels and hiperband channels.
The system can store 40 programs (AV minus 39) and, calling program 0 (AU), the TV set will work as a monitor.

REMOTE CONTROL BLOCK

The remote control utilizes infrared light pulses and, with 28 different commands, can handle all TV set features.

TELETEXT AND PIP (PICURE IN PICTURE) BLOCKS

It is possible to insert a teletext module decoder, CCT (Computer Controlled Teletext) type, that can handle 2 or 4 pages memorization and is factory mounted on stereo sets.
The PIP module can be factory mounted or retrofitable.

SWITCH MODE POWER SUPPLY

MAIN FUNCTIONS

The switch mode power supply receives the 220 a.c. voltage and supplies seven d.c. output voltages:

145 V; + and - 24,5 V; 15,5 V; 12,6 V; 7 V and 5 V.

These voltages are supplied to the other TV sections and are stabilized against mains and load variations and are electrycally separated from mains voltage.
The power supply is alwais on, stand-by condition included.

CIRCUIT DESCRIPTION

Power supply is of asyncronous flyback, switch mode type and has an operating frequency ranging from 25 to 70 KHz.
Basically, the power supply consist of an IC (TDA 4601/D), a switch (BU508AF), and a power transformer.

FUNCTIONS OF IC TDA 4601/D

- Directly drives switching transistor T401.
- Enables correct adjustment of the circuits output voltages from minimum to maximum load.
- Output voltages remains constant within 1% during changes in mains ranging from 170 to 260 a.c. voltage.
- The operation is not syncronized.
- Gives protection against short circuits.

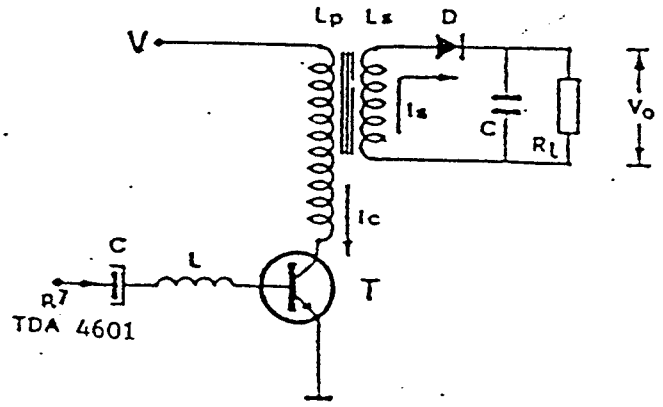
The transformer secondary windings provides two stabilized and filtered voltages that can be adjusted with P401.

OUTPUT VOLTAGES NOMINAL VALUES

- 145 V (143 V for Videocolor picture tube)) to supply horizontal circuit and, during switching-on, video outputs.
- 24,5 V to supply sound stages.
- 12,6 V to supply the tuning circuits, TDA4504/B IC and sound circuits.
- 5 V to supply remote control receiver, microprocessor and stand-by circuit.
- 15,5 V to supply the horizontal driver and the delayed 12,6 V supply.
- 7 V to supply the PIP circuits.

OPERATING PRINCIPLE

The switch mode converter is a variable frequency oscillator whose frequency depends on mains voltage and on load applied at the output.
It is supplied with voltage V which is obtained by rectifiyng directly the mains voltage.
The power transistor T operates as a switch and in the saturated condition it conducts for a T1 period and remains cut-off for a T2 period.
The transistor load is represented by the primary of a transformer having an LP inductance.
During T1 energy is absorbed and stored in the primary, thus forming a magnetic field.
During T2 in which the transistor is cut-off, the energy is transfered to the loads (capacitors) connected to the secondary windings.
To simplify things, we will take in consideration only a single secondary winding (Ls).
By appropriately adjusting the charging time T1 and the discharging time T2, energy transfer is adjusted to the varying conditions of mains and of the load.
The converter simplfied
diagram is:



The transistor base is connected to the IC through an LC group.
V is the rectified mains voltage, Vo is the voltage across the secondary winding and is, also, the voltage applied to the load.
Voltage drop on the diode D and VCE voltage (saturation) of transistor during conduction are negligible.
Capacitor C is sufficiently large to mantain the Vo voltage constant for a period considerably longer than period T1 - T2.
T1 period: The transistor conducts and V will be on the Lp winding.
The collector current Ic flowing through the Lp winding varies according to

$$1)\quad Ic = \frac{V}{Lp} \times T1$$

Voltage applied to Ls is -Vn and, consequently, during this phase, diode D is inversely biased and thus no current flows in the secondary winding.
Being capacitor C considered considerably large, voltage Vo remains constant.
A - positive voltage supplied by the IC is applied to the transistor base (the transistor switch is NPN) and will conduct for the time necessary to store the energy which will be required at the output. The transistor will be cut-off after the T1 conduction period.

2) Current reaches max. value $Ic = \frac{V}{Lp} \times T1$

Energy stored in the magnetic field will be:

$$3)\quad W1 = 1/2\ Lp \times Ic^2$$

T2 period: When the transistor is cut-off, the flux variation of the magnetic field is inverted and it decreases according to a costant gradient.
Voltage on windings will have an inverse polarity compared to that present during the T1 period.
Voltage applied on Ls biases directly diode D and will charge capacitor C.
The current flowing on the secondary winding is:

$$4)\quad Is = \bar{I}s \times \frac{Vo}{Ls} \times t$$

and will go to zero after the time:

$$5)\quad T2 = \frac{\bar{I}s \times Ls}{Vo}$$

being n = turns ratio between windings and

$Is = Ic \times n$ and $Lp = n^2 \times Ls$ we can obtain

$$6)\quad VT1 = n \times Vo \times T2$$

This last equation relates times and voltages.

When the field is nullified, a positive voltage is supplieed by the IC to the transistor base that start to conduct and a new cycle will start.
From the above equation follows that the voltage

applied to the load is a function of main voltage V and of the ratio between transistor conduction and cut-off times.

$$7) \qquad Vo = \frac{V}{n} \times \frac{T1}{T2}$$

From this relation it is possible to find that the output voltage can be stabilized against main voltage variations changing the time ratio.
If "f" is the cycle frequency repetition, Pd the load power and n the transformer ratio, we will have:

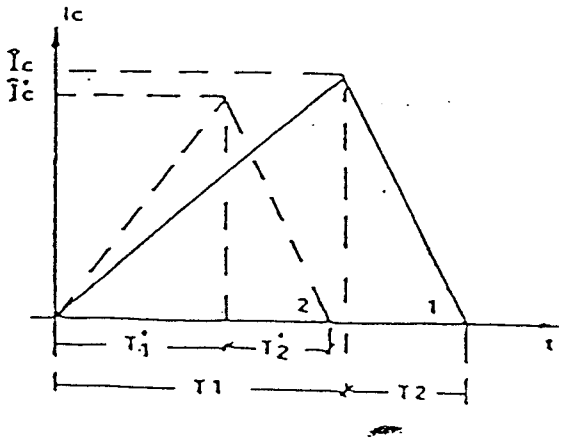
$$8) \qquad W \times f = \frac{Po}{n}$$

Taking in consideration equation n^ 4) we obtain:

$$9) \qquad \frac{1}{f} = T1 + T2 = \frac{2Po}{n} \times Lp \times \left(\frac{1}{n\,Vo} + \frac{1}{V}\right)^2$$

To mantain Vo output voltage constant, frequency will fall when Po load encreases, and will rise when supply voltage V encreases.

Let us consider circuit operation when V voltage changes.
If V voltage increases, V/Lp slope of primary Ic current increases. This means that, if equal times are considered, energy stored W per cycle is greater and thus also power involved. Since Vo voltage and power absorbed by load Po remain unchanged, time conduction T1 will be reduced.
T2 cut-off time and T1/T2 ratio will be also reduced.
Collector peak current Ic decreases as V increases.
Figure below shows trend of Ic collector current and of secondary current induced on primary during two operating cycles



1 and 2 with mains voltage V and VsV.
Values of frequency and of times T1 and T2 can be obtained from equations 5 to 8.
If power absorbed by load Po increases, mantaining unchanged V and Vo, frequency will fall, as can be seen from equat. 8.
Peak current will increase proportionally according to power forwarded to the load.

FUNCTIONAL DESCRIPTION WITH REFERENCE

TO THE SCHEMATIC DIAGRAM

START (TV IN STAND BY)

At start, supply voltage on pin 9 (TDA4601 IC), is taken from mains; this voltage is rectified and filtered by PTC401 and C409.
When voltage on pin 9 excedes 11,8 V, a reference voltage is supplied by the IC to pin 1 and all parts of the circuit are enabled.

TV SET IN OPERATION

The supply voltage of the IC (after start) is provided by transformer winding 1-15; this voltage is rectified and filtered with D405 and C409 and it is then stabilized inside the IC itself. Voltage on pin 9 is proportional to the mains voltage because D405 conducts during T401 conduction.
When supply voltage on pin 9 falls below 7 V, the IC will be cut-off.
The IC base current amplifier will supply a saw-tooth waveform on pins 7 and 8. The pulse coming from pins 7 and 8 are a.c. coupled with C410 to T401 base; CH403 determines the discharging time of T401 base current to reduce power absorbed during the switching phase.
Pin 8 provides the driving saw-tooth current of T401 base and pin 7 supplies the switching-off pulse to discharge the T401 base.
The saw-tooth shaper consist of an RC network (R412 and C416); maximum transistor peak current is simulated on pin 4 by means of the integrator which is discharged (on pin 4) during T401 cut-off phase.
When voltage on pin 4 excedes 4 V thresold, the protection circuit cuts-off T401. C416 is charged exponentially through R402 till the C416 charge is interrupted and falls to zero when it's short circuited by a switch-off pulse supplied by

a circuit inside the IC and going out on pin 4.
Between pins 7 and 8 is included resistor R405; the value of this resistor determines the maximum amplitude of switching driving current.

STABILIZATION

Changes in output voltages are detected by winding 1-11, and subsequentially rectified and filtered by D407 and C413, and added to the reference voltage present on pin 1; the result is applied to pin 3 of the controlling IC that will determines the conduction time of T401.
R409 and C418 form an integrator circuit provided for suppressing ringing on square wave. When energy is completely exsausted, a voltage inversion takes places which is detected on pin 2 of the IC; from this istant, the IC control logic starts driving in conduction T401 for the time determined by the control voltage on pin 3.

ADJUSTMENT OF OUTPUT VOLTAGE

Adjusting IC voltage pin 3, by means of P401, the switching frequency will be changed and, consequently, the voltages on secondary windings of transformer TR402 will also change.

PROTECTION CIRCUIT

In cases of power supply short-circuits, the output of IC pin 8 will be interrupted; this will occur when the supply on pin 9 falls below 7 V.
The protection function will work, also, when an overload is detected; for instance collector current of T401 exceding the predetermined value.

DAMPING CIRCUIT

The damping circuit consist of C411 and has the function of damping voltage rise on T401 collector to reduce transistor dissipation.
The collector voltage/current cross-point, consequently, will be at a very low level.

OUTPUT CIRCUITS

The two voltages available at the outputs, are applied to low pass filters to eliminate converter frequency in the 25 to 70 KHz range and the ripple due to load changes.

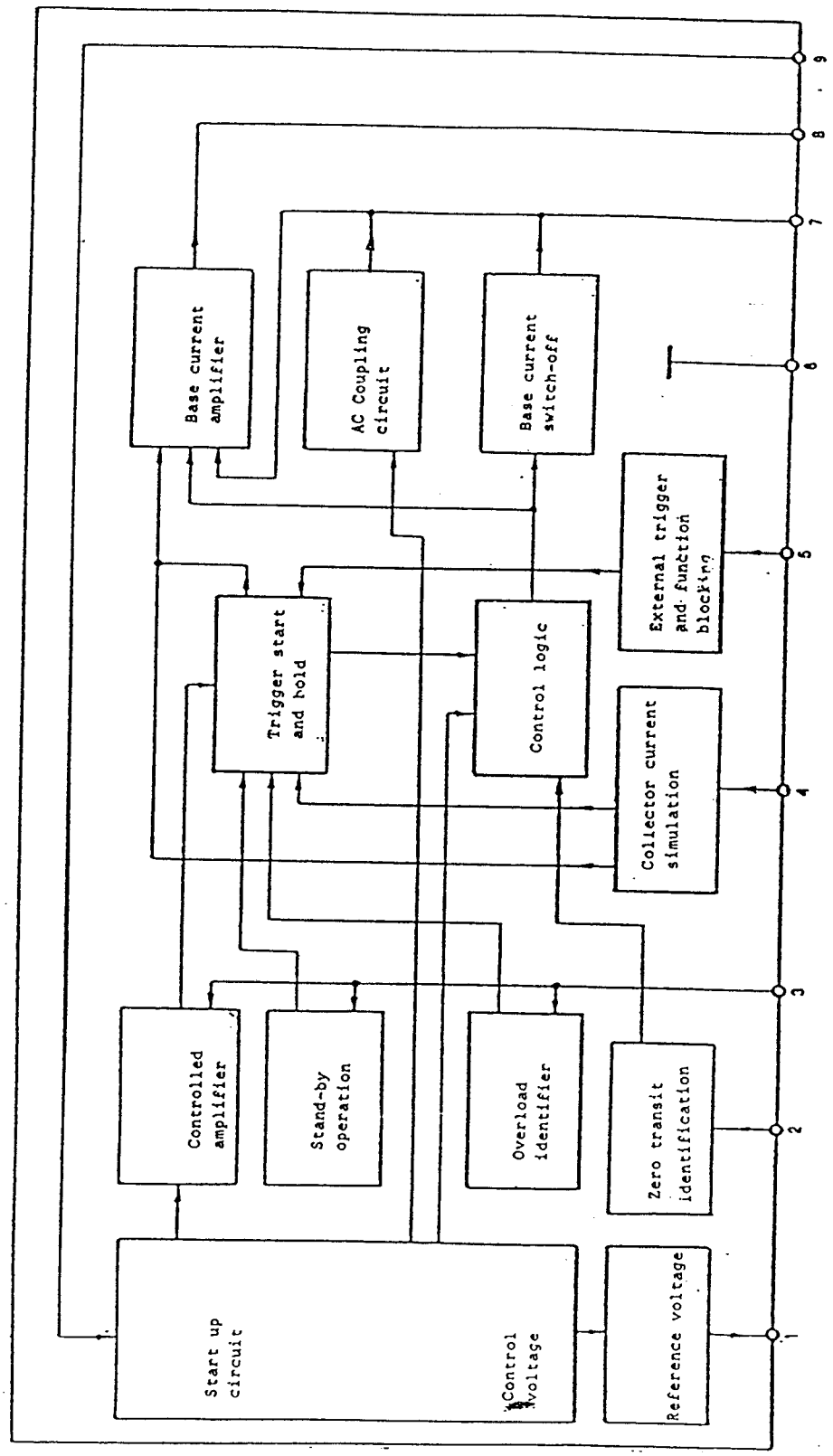
STAND BY CONDITION

In this condition the switch mode power supply operates in a normal manner, but with a reduced load (3 watt).
The secondary voltages are sligtly higher (approx 10 %) than the rated value due to the reduced load at the outputs.
In the stand-by mode it is necessary to take care not to touch circuit parts, described below, as they bear following voltages:

145 V; 24,5 V; 15,5 V; 7 V and 5 V for:

- Electronic tuning circuit.
- Microprocessor.
- Line output stages and relevant circuits.
- Video output stages.
- Audio circuits.
- PIP circuit.

TDA4601/D block diagram

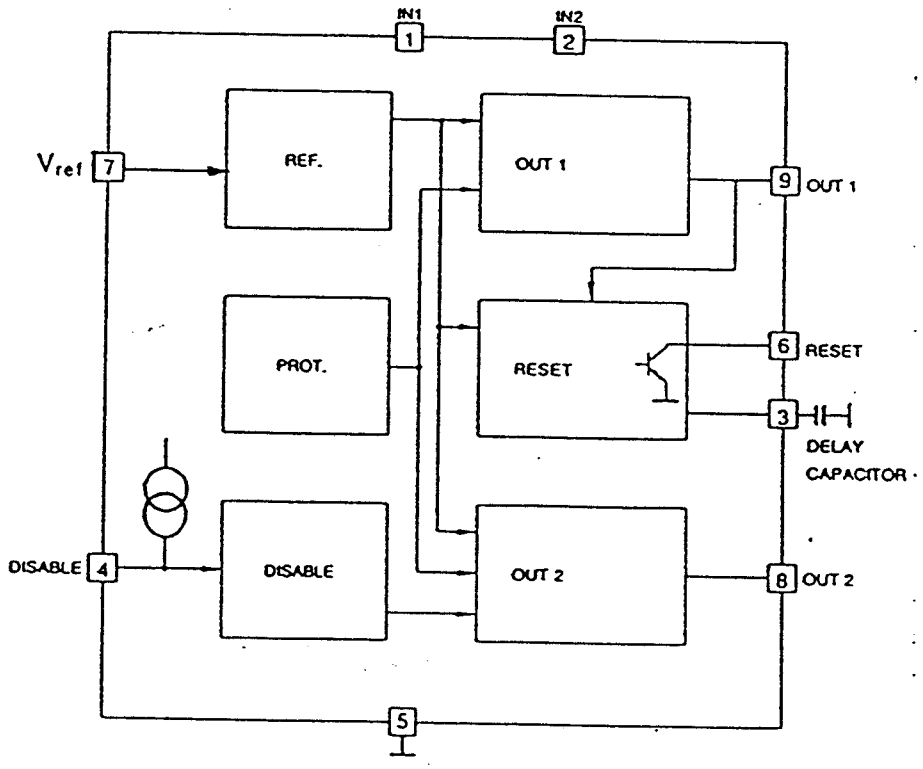


5 V AND 12,6 V STABILIZER

These voltages are stabilized by means of TDA8139 IC.

- The 1 output (pin 9) supplies 5 V stabilizing the 7 V input apllied on pin 1. This line is always present and can not be switched.

- The 2 output (pin 8) supplies 12,6 V stabilizing the 15,5 V input applied on pin 2.
  The output voltage is related to the reference voltage value applied to pin 7; resistance network R421, R422 and R423 fix the reference voltage.
  The 12,6 V supply is switchable depending on pin 4 voltage; 12,6 V will be on with pin 4 H level (about 5 V).



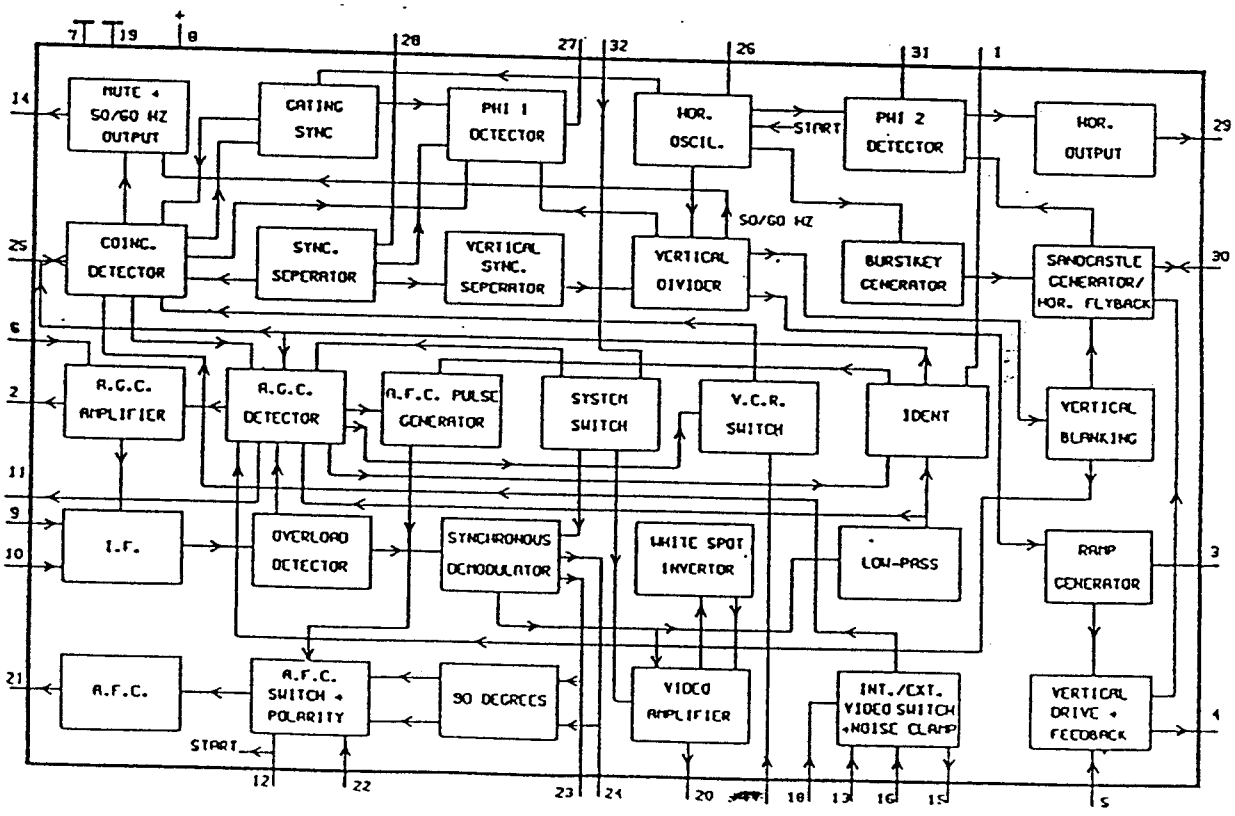
TDA8139 block diagram

VIDEO SIGNAL PROCESSING CIRCUITS (TDA 4504B)

INTRODUCTION

Tda 4504B IC processes the video signal performing the following functions:

- Video IF amplification and syncronous demodulation.
- If and delayed AGC.
- Video preamplifier.
- Video switching for signal coming from antenna/Scart (peritelevision) socket.
- Horizontal oscillator sync circuit provided with two control loops.
- Vertical oscillator sync obtained from frequency division of horizontal oscillator signal (when the vertical oscillator coincides with the incoming signal), or from vertical sync (when out of coincidence).
- Vertical saw-thoot generation with automatic amplitude adjustment for 50 and 60 Hz reception.
- Signal reception identification with muting in case of no reception.
- Sand-castle pulse generation (used in luminance/croma circuits).



BLOCK DIAGRAM TDA4504

CIRCUIT DESCRIPTION

IF AMPLIFIER

The IF amplifier, with symmetric inputs on pins 9 and 10, has an input impedence adapter for SAW (Superficial Acoustic Wave) filter.
The syncronous demodulator circuit works with the tuned circuit (adjustable to 38,9 MHz) connected to pins 23 and 24.
The tuned circuit is parallel/series type (notch type) to improve video responce and this charatteristic is useful for teletext signals and damping of higher frequencies (1,8 x 3; 2,75 x 2 MHz) that can produce noises on demodulation of sound low frequencies.
The IF signal coming from the tuner, is applied to the SAW filter to obtain the correct band-pass characteristic.
From this filter the signal is applied to the symmetric inputs of the IF amplifier inside the TDA 4504/B IC.

AGC circuit

The AGC circuit is of "gated" type and the AGC voltage, output from pin 6, has the correct value to control R. F. stages amplification.
The correct value for better amplification can be presetted by means of P502 connected on pin 2 of TDA 4504 IC.
The AGC voltage is not working with signals coming from the Scart socket.

VIDEO AMPLIFICATION AND SWITCHING

The complete video signal containing video/croma and 5,5 MHz sound information is obtained with intercarrier system and is coming out from TDA 4504 IC on two pins:
- pin 20 output, always connected to the IF demodulator, is applied to pin 5 of the mono audio module (not used with stereo module).
  The same output is applied to the Scart socket via L501 and the emitter-follower T501 and to pin 16 of TDA4504 IC.
- pin 15 output can be switched from tuner to Scart signal.

When the video switch, internal to CI501, is switched to external (Scart) signal, the sync circuits are controlled by this signal and, meanwhile, IF video amplifier works in normal way being not switched.

During this condition (signal from Scart), the AGC gated system is switched to black level control.
In the same time will be inserted a lower time constant on the first PH1 horizontal phase detector network by means of an H logical level coming from pin 28 of micro TVP2066; this voltage will drive VTR switch connected to pin 17 of TDA 4504/B IC.
This switching will be automatically obtained calling AU function.
The switching voltage for the internal and external video switch, are obtained from CI2 microprocessor with proper logic levels on pin 18 of TDA4504/B IC:
H = AV L = TV.

SYNC SEPARATOR

The video signal coming from emitter-follower T502 or from teletext module (TTXT), is applied, via C512, to the sync separator circuit (pin 28 of TDA 4504/B).
The sync separator clips the signal to 30% of the sync top; this level is setted by means of R514.

HORIZONTAL SYNC CIRCUIT

- Circuit of the 1^ phase comparator.

  It's provided to mantain syncronized the horizontal oscillator with the sync signal.
  This circuit, gated, operates comparing the sync signal coming from the sync separator with the oscillator signal and the error voltage coming out from pin 27 is applied, via R516, to pin 26 to control the horizontal oscillator.
  The error voltage is filtered with C513, R515 and C514.
  During "catching" periods, or VTR insertion (applied to pin 17), the comparator current will be increased 7 times; in this way it is increased the sync-in range and, also, an higher gain of the 1^ phase comparator.

- Circuit of the 2^ phase comparator.

  This circuit enables correct phasing between scanning and video information.
  This is obtained comparing the oscillator frequency against the fly-back signal (applied to pin 30) thus producing a feed-back voltage which is applied to the phase control circuit.
  Phase correction can be obtained changing current on pin 31 by means of P601C.

COINCIDENCE DETECTOR (MUTING)

This circuit supply 9 or 6 V (respectively for 50 or 60 Hz) on pin 14 when sync signal are present.
This voltage is used, in this application, to:
- Muting control, via D1, applied to pin 6 of the audio module.
- Search stop, during automatic search, giving information to micro pin 13.

HORIZONTAL CIRCUITS

LINE OSCILLATOR

The line oscillator is R - C type and is composed of R517; P501 and C515 connected to pin 26.
With P501 it is possible to adjust the oscillator frequency.
The oscillator generates an 15.625 Hz signal controlled by the the 1^ phase comparator error voltage coming in on pin 26 via R516.

OUTPUT CIRCUIT

This circuit amplifies the line oscillator signal to enable direct drive of line drive transistor.
The amplifier output, in push-pull configuration, can be found on pin 29.

VERTICAL SYNC CIRCUITS

VERTICAL OSCILLATOR

This circuit is composed of one saw-tooth generator with external RC network (C518 and R525) connected on pin 3.
This network determines the shape of the wavwform not the frequency.
The frequency, instead, depend on horizontal frequency division driving directly the oscillator; in this condition it is not necessary to adjust externally the oscillator.
The output voltage is on pin 4 and is applied to the output stage (TDA 8170); this output is kept constant by means of internal comparator that compares the output voltage with the voltage on pin 5 (feed-back) either with 50 or 60 Hz signal.

VERTICAL SYNC

The vertical sync signal is obtained dividing the line oscillator frequency (15.625 x 2 Hz) and generates pulses, 50 or 60 Hz, depending on information coming from the coincidence demodulator that decodify video transmission standards.
With sync signal not standard, the line frequency divider is disabled and the saw-tooth generator will be syncronized by the vertical sync signal coming from the video signal (via the sync separator).

SAND-CASTLE GENERATION

This circuit is giving on pin 30 output, a Sand-Castle signal (15.625 Hz frequency) with 3 voltage levels that will be used in the digital circuits in the luminance/chrominance process.

VERTICAL OUTPUT

It is formed by TDA 8170 IC; receives on pin 1 the saw-tooth signal coming from the oscillator and adjust this signal to drive the vertical deflection joke.
Through pin 5, current goes to joke vertical section and part of the signal returns as feed-back in the vertical driver (pin 5 of TDA 4504 IC).
Inside the TDA 8170 a flyback generator supplies a vertical frequency pulse at pin 2 and, via D601, increase the supply voltage to pin 6 during fly-back.
In this way it determines fast inversion of joke current, obtaining the correct fly-back of the electronic beam.
The joke is grounded via C608 and R608.

LINEARITY AND VERTICAL AMPLITUDE

Linearity is determined by network R609, P601A and C609; with the potentiometer P601B it is possible to adjust linearity.
The vertical amplitude is determined with P601A that adjust the feed-back coming on pin 5 and applied at the vertical driver internal to CI501.

VERTICAL SHIFT

Picture centering is obtained with P602 potentiometer that permits the correct shift of the vertical deflection.

HORIZONTAL SECTION

This stage amplifies the horizontal frequency signal coming from pin 29 of TDA 4504/B and drives a circuit that works as On/Off switch for horizontal deflection joke current during the scanning.
The power output is supplied with 145 V and the driver circuit with 15,5 V.

DRIVER CIRCUIT

The driver circuit is composed by transistor T301 which amplifies the horizontal square wave signal coming from the line oscillator.

POWER OUTPUT CIRCUIT

The square wave pulses coming from the driver circuit are applied, via transformer TR302, to the power transistor T302 that will be conducting for a period larger than half of the scanning; during T302 cut-off time, the scanning will be completed by the diodes D304 and D303.
C306-C307: horizontal stage tuning condenser.
C304: ground for primary winding of EHT transformer.
R307: EHT stage protection and horizontal amplitude compensation.

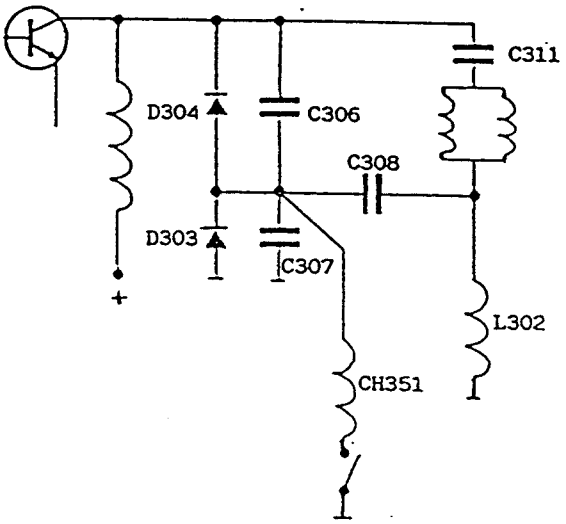
EHT TRANSFORMER

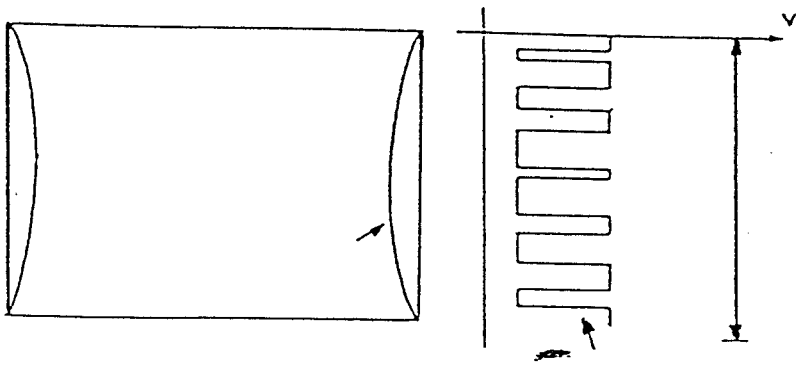
EHT voltage of 24,5 KV is obtained adding up the voltages induced on transformer windings and rectified by the relevant diodes.
These are three diodes connected in series between the three secondary windings included in the TR301.
Moreover the transformer supplies the service pulses; among them there are filament voltage, drawn from pin 2 via R 727 and R728 that reduces it to the rated value.
From one of the secondary windings of EHT transformer,is obtained a voltage proportional to the average beam current, used by the limiter circuit (inside the TDA 4504/B).
The beam limiter circuit is composed of C312, R315, DZ301 and C313. R315 closes the secondary winding being connected to the 145 V power supply.
Adjustments:
- L301 : horizontal linearity adjustment.
- P601F : horizontal amplitude adjustment.

PIN CUSHION CORRECTION CIRCUIT

This circuit enables pin cushion and keystone corrections on CTV's provided with 110° type CRT.
The circuit consists, basically of IC CI351 (TDA8145) that is mainly composed of:
- One square wave generator.
- Integration circuit.
- Comparator.

The IC supplies a signal to the modulator diodes center according a law that is depending on correction quantity required by each line.
It is important to mantain constant LC products in the circuit to prevent damaging effect of EHT increase.
This signal, consisting in variable width pulses (narrow at the beginning and, progressively, wider till the center, and, subsequently, narrowing towards the bottom of the screen), is a line correcting signal depending on vertical frequency.





CIRCUIT DESCRIPTION

The frame pulse, saw-tooth shaped, enters in the IC on pins 1 and 2 and is first converted in a triangular shaped waveform and later in a parabola signal.
The parabola simmetry, and the related keystone correction, is obtained adjusting the reference voltage with potentiometer P601-E.
Flyback line pulses, coming from the line output transformer, are applied to R359; this signal is applied to pin 8 of the IC via zener DZ351 and diode D351 that are eliminating noise on the signal itslf.
P601-F (amplitude) adjust the line frequency amplitude and, consequently, the output level of the comparator (inside the integrated circuit).
The crossing point between parabola and the line frequency pulse, can be adjusted with P601-D.
The correction signal is sent, via CH351, to diode modulator (D303 - D304) center.
A particular feature of this circuit is a low power absorption and dissipation due to the fact that energy not used will be returned to the supply.
This is possible since energy, supplied by the modulator diodes and stored in CH351 will, at line frequency, forwarded to the supply by means of a diode, mounted inside the IC, connected between pins 5 and 6.
The small energy absorption, and so dissipation, was obtained with the working procedure of the IC that is not drawing current steadily but, instead, conducts for short periods only during corrections.
This will reduce the current requirements on EHT transformer.

LUMINANCE/CHROMINANCE PROCESSING CIRCUITS (TDA 3301/B)

INTRODUCTION

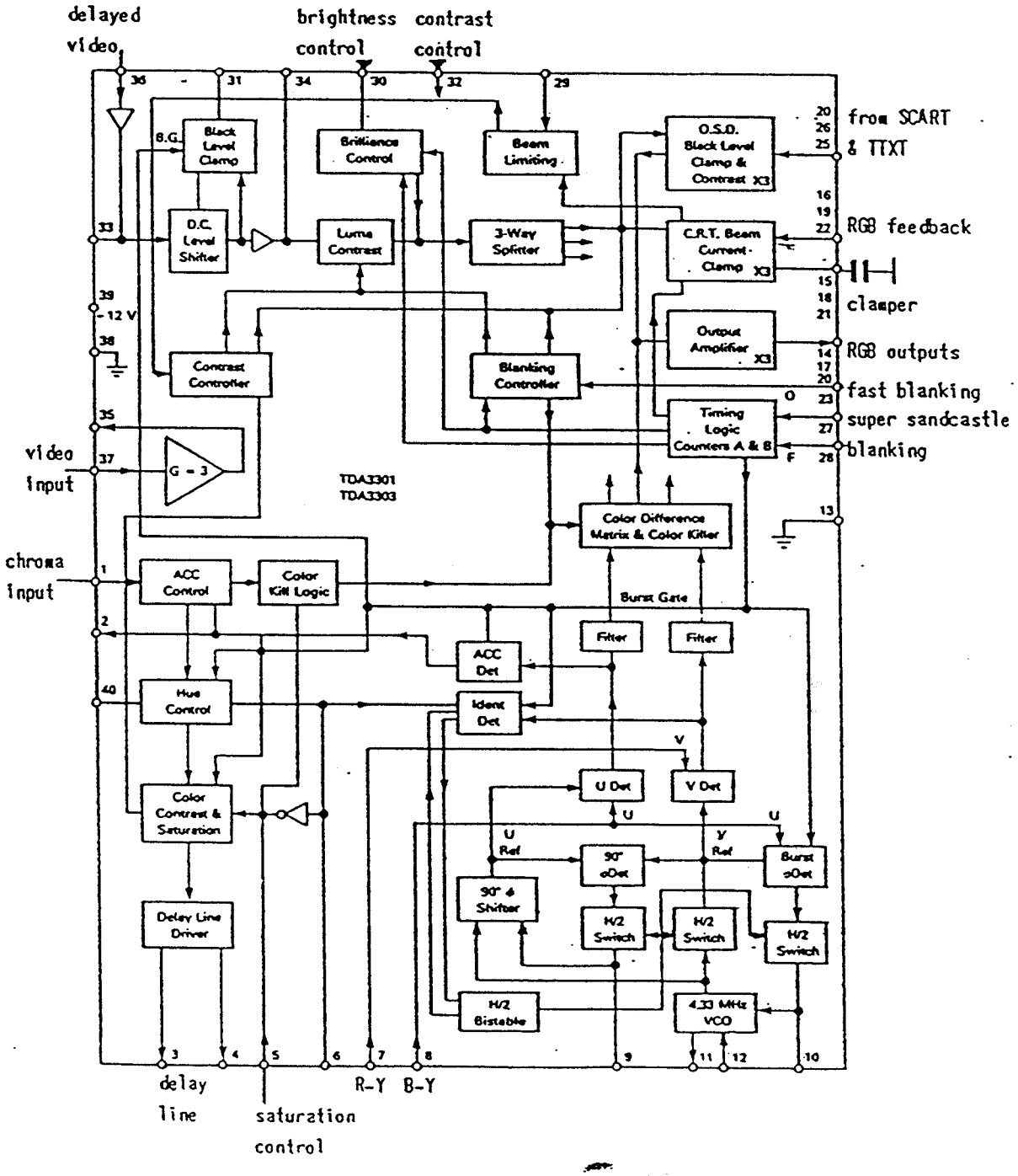
TDA 3301/B processes luminance and chroma signal doing the following functions:

- Decodes chroma signal either in PAL and NTSC system; suitable, also, to insertion of SECAM transcoder.
- Automatic black level adjustment.
- Beam current peak limiter.
- Analogical control for brightness, contrast and saturation.
- Three digital inputs for R-G-B signals and one for fast blanking.
- Drive of luminance delay line and chroma delay line.
- Subcarrier oscillator (4,43 MHz with PLL circuit).

The main feature of the TDA 3301 IC, consist of the internal circuit which ensures automatic alignmentof black level of the CRT three electron beams.
This is obtained by changing the d.c. level of the three driving signals or, in other words, the beams cut-off points.
This function is operating in a continuous base, with field frequency, giving out one pulse which measures, in the same moment, the current of the three beams during vertical flyback (time intervals in which the picture is missing).
This pulse correspond with an artificial black level and the current of each gun measured during this period is compared against a fixed standard value produced inside the IC itself.
The comparison between this standard value and the value effectively measured gives a d.c. voltage, one for each gun, which is added to the d.c. component of the three video signals applied to the three R-G andB output stages.
Relevant cathode currents are thus adjusted so that the difference between the standard value and the effective one's is reduced until coincidence of the three cut-off points of the three electron guns is reached.
This d.c. adjusting voltages are stored in three relevant condensers and thus shifting of d.c. level of the driving signals may be mantained during the whole time in which the picture is present.
Advantages offered by this alignment produced inside TDA 3301 may be summarized as follow:

- Elimination of normal alignment of the cut-off points and consequently elimination of the relevant potentiometers.
- Automatic compensation of the inevitable drifts, during set life, of the three electron beams due to aging of components and, particularly, of the picture tube.
- Compensation of the shift of the cut-off points occuring during receiver warm-up (after switching on of the set).

TDA 3301/B BLOCK DIAGRAM



CIRCUIT DESCRIPTION

The composite video signal coming from emitter-follower T502 is splitted, via R105 and R106, and applied to luminance input pin 37 and to chroma input pin 1.
The signal is applied to the luminance input through C112; inside the IC it is amplified by a factor 3 and is, then, outputted on pin 35 and from here applied to the luminance delay line. This delay line give to the signal 270 ns delay and, at the same time, the delay line gives a 20 dB attenuation to the signal by means of an internal trap.
The signal is, subsequentially, applied to pin 36 and pass through a stage where the black level d.c. voltage is reinserted and a further stage for brigthness and contrast adjustment.
On pin 29, via resistor R128, will be fixed the point for the CRT peak beam current.
The average beam current limiting value will be determined by contrast control, pin 32, on which is applied, via D104, a voltage proportional to the average beam current. This beam current is the same that is flowing in the line transformer windings producing the EHT itself. The measuring point is taken on junction R311 and C313.
C312 is the ground reference for secondary windings while R312 is connected to 145 V, referring, in this way, the limiting voltage; this voltage is, subsequently, filtered with R311 and C313.
DZ301 is connected to avoid the possibility of bouncing of the stabilizing loop of the cut-off current in particular beam current conditions.
The luminance signal is, sequently, divided in three different direction in three equal stages to be added,in matrix circuit, to colour signals; to the luminance signal will be added, also, field and line blancking pulses.
The output stages of the IC features other four main function:
- Output amplifiers to drive video power output.
- Beam current reading.
- Clamping circuits.
- Additional inputs for R-G-B signals coming from teletext module or Scart socket.

The R-G-B signals coming from external inputs, like teletext or On Screen Display signal, are applied, respectively, to pins 24, 25 and 26 through 100 nF condenser; the switching voltage (fast blanking) to switch inputs is applied without condenser to pin 23.
The above mentioned inputs are closed on their characteristic impedence (75 ohm), to allow insertion of long connections.
The logic circuit that determines automatic cut-off, signal clamping and burst separation is drived and clocked with

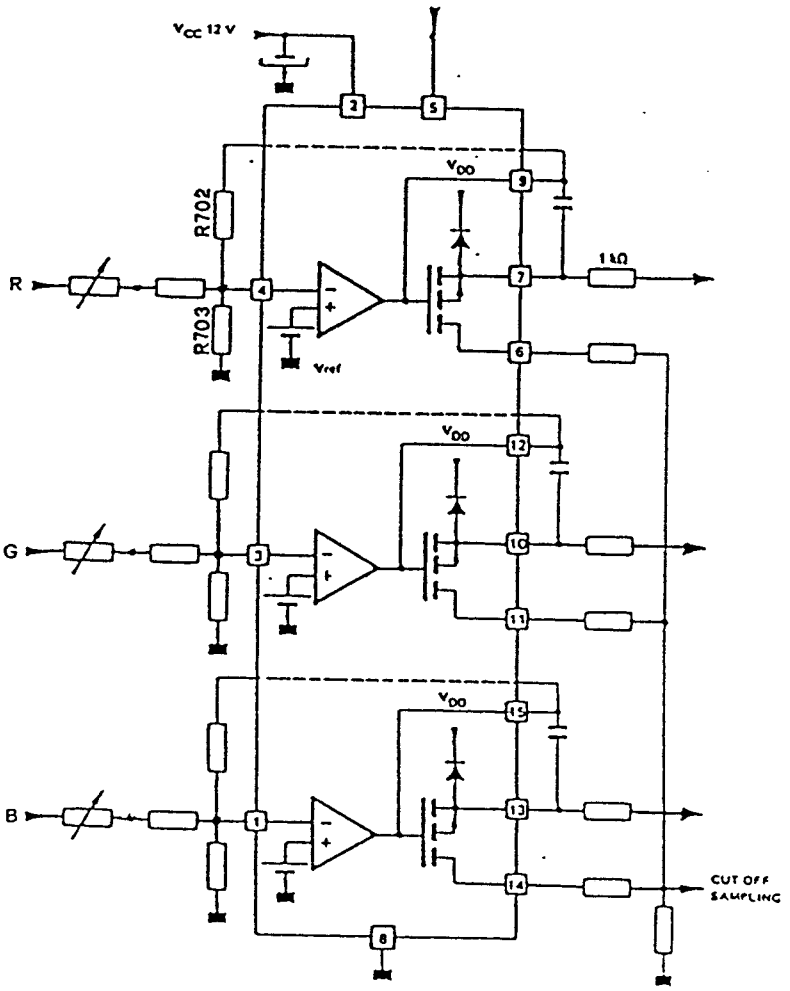
Sand-Castle pulses, available on pin 27, and with vertical blanking, available on pin 28, coming out from monostable composed of T102 and T103.
On inputs 22, 19 and 16 are coming in the cut-off current signals measured during cut-off and coming from output stages.
The condensers connected to pins 21, 18 and 15 are provided for memorizing the adjustment voltages of the cut-off points of red, blue and green guns.
The chrominance signal is extracted from composite video signal available on emitter-follower T502 and, via R105, applied to filter FC101 that gives a reduced response around 2,5 MHz to reduce cross-colour effect (intermodulation of luminance signal on chroma signal).
The signal thus filtered is coupled to chroma amplifier input pin 1 , and controlled by ACC (Automatic Colour Control) whose filter is connected on pin 2.
There are, moreover, two additional stages:
- The first one controls the Hue (c.c. control), pin 40, allowing chroma signal phase shift (only for NTSC system).
- The second one links together contrast and saturation controls allowing constant chroma matrixing to various picture contrast levels.

From this stage the chroma signal is going to delay line driver stage, pins 3 and 4, where it is separated in the two components R - Y and B - Y (PAL dematrixing circuit).
The 90° shifter of 4,43 MHz sub-carrier, needed for B - Y demodulator, is of active type and is controlled by a comparator that is giving out a voltage (1/2 line frequency) externally filtered with C125.
G - Y signal is extracted from a colour difference matrix circuit and, with R - Y and B - Y signals, applied to circits where luminance signal is subtracted.
From pins 20, 17 and 14 are coming out R, G and B signals, already preamplified, to drive directly colour output stages.

VIDEO OUTPUT STAGES

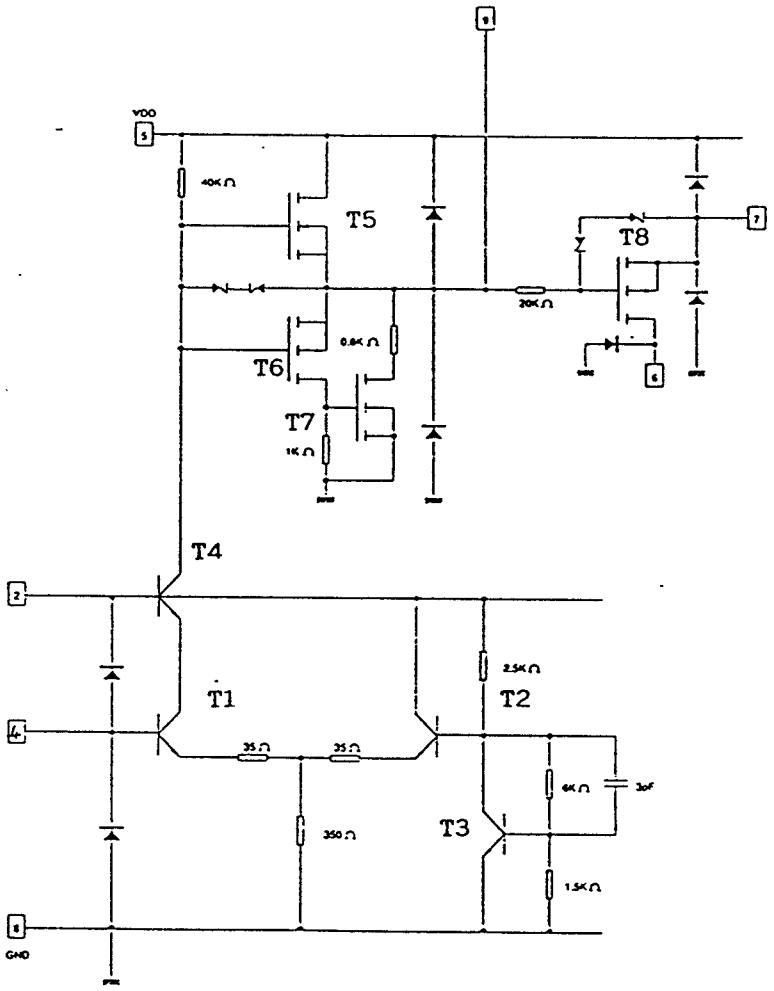
The video output stages are made up with a integrated circuit (TEA 5110A), whose main feature are:

- MOS tecnology.
- 190 V supply.
- 10 MHz bandpass with 50 V p.p. signal output.
- 8 MHz bandpass with 100 V p.p. signal output.
- 50 ns signal rise and fall times.
- Automatic CRT cut-off adjustment.
- CRT flash-over circuit protection.



TEA 5110A block diagram

The three output stages are, pratically, equals; the following description will be related only to the red output stage.



The red video signal, coming from TDA3301 pin 20, is applied to the operational amplifier input (differential amplifier); this operational amplifier is composed of transistor T1, T2 and T4. This last transistor is a common base amplifier and allows a very large bandpass characteristic.
T3 will bias the the non-inverting input of the operational giving, in the same time, thermal compensation.
The operational amplifier gain will be set with the resistance values of feedback external resistors R702 and R703.
T5 and T6, MOS transistors with high impedence inputs and low impedence outputs, supplied with 190 V, are used only to transfer the video signal from the the operational amplifier output to the CRT cathode.

Working condition with positive going input signal

With positive going input signals, T5 will be in conduction and T6 will be cut-off; the T5 "source" will be positive allowing the conduction of the external diode D702.
This diode will drive directly the "red" cathode charging the high CRT capacitance.

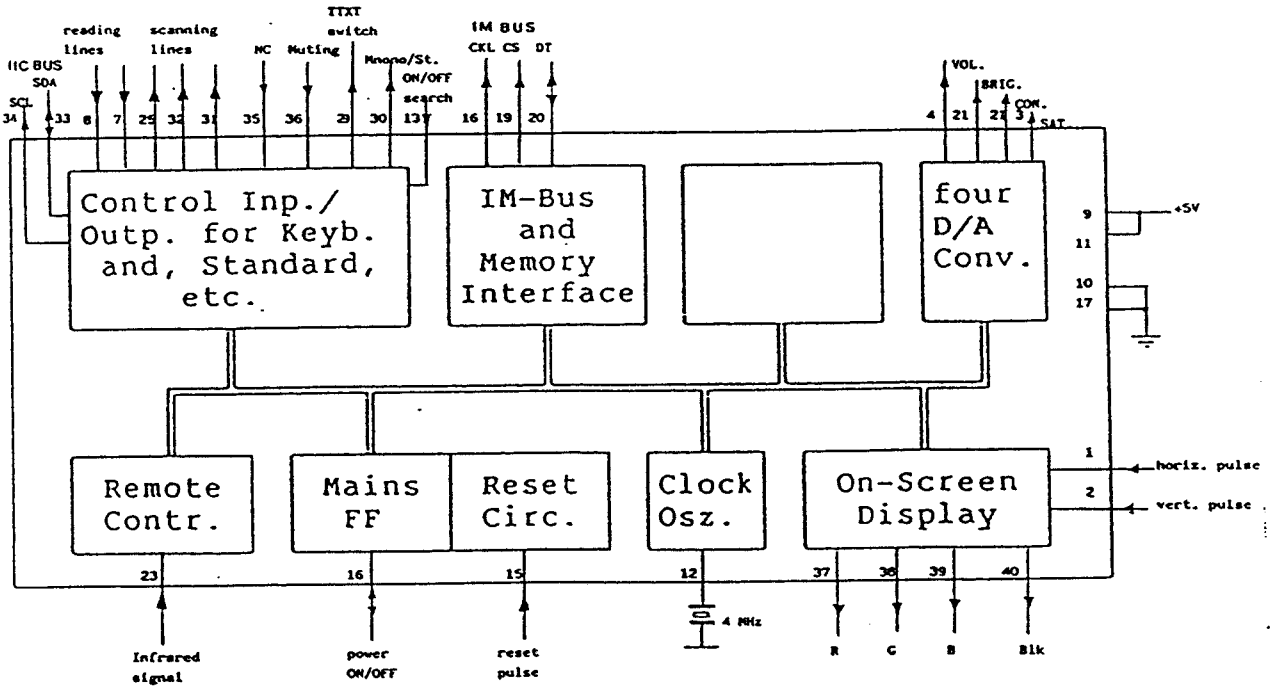
Working condition with negative going input signals

With negative going input signals, T6 will be in conduction and T5 and D702 will be cut-off; in this condition the signal can go through only by means of T8.
This transistor is used, in the same time, for cut-off beam current reading; on pin 6 are connected, externally, R704 and R705 that are fixing the correct value of the reading voltage needed by TDA3301 IC.
With negative component of the signal, the CRT capacity can discharge through T8 and D1.
T7 is used to decrease the signal falling edge time; when T6 is conducting, the positive voltage drop on R2 will drive in conduction T7 that will help the decrease of the input voltage to T8.

FREQUENCY SYNTHETIZER ELECTRONIC TUNING

CONTROL UNIT

The system control in this analogic chassis, is obtained with a microprocessor (TVPO 2066) mounted in the central CCU unit. The central control unit is made up with a 8 bit microprocessor of the 8048 family with 10 Kbyte ROM and 256 Kbyte RAM.



CCU block diagram

On the block diagram can be recognized:

- Clock oscillator.
- Reset and On/Off circuits.
- Remote control decoder.
- On Screen Display.
- IM bus interface.
- D/A (Digital/Analogic) converter.
- I/O (Input/Output) gates.

Clock oscillator:

the internal oscillator, with the 4 MHz quartz connected on pin 12, generates the internal clock used inside as microprocessor clock and externally as the IM bus clock.

Reset circuit:

this block receives an external signal; if this signal is L (Low) level, the microprocessor will be cut-off.

On-Off circuit:

in stand-by condition the microprocessor receives the normal supply and, therefore, can receive commands coming from remote control or from local pushbutton.
A switch-on information will bring to L level this output that will switch-on, consequently, the 12,6 V supply.
A switch-off information, instead, will bring to H level this output cutting down the 12,6 V supply.

Remote control decoder:

decoding of remote control codes, is obtained with hardware components instead of software system that is better for signal decoding and permits faster control of pheripherical circuits.
The CCU is alwais waiting the reception of remote control infrared information and the internal hardware decoder will consider only the certified commands cancelling interfering signals.
The valid information will be written down on two internal register, one for address and one for data, and the registers will be readed by the remote control software procedure and resetted, giving the possibility to start again with the reception of other infrared information.
The tuning system is a frequency synthetizer and the command signal is made up with data information sent to the PLL circuit via the IM bus.

On Screen Display:

the operation requested with remote control are displaied on the TV screen; to obtain this, the system uses an internal hardware circuit that generates 32 caracter on R - G - B configuration.

IM bus interface:

through these lines the CCU can "talk" with NVM3060 memory.

D/A converters:

the analogical controls for brightness, contrast and saturation are made with 3 DAC lines, with PWM modulation, controlled by the software. The volume control for TAST sets is realized with IM bus and for TAM sets with the 4^ DAC line.

In the block diagram that can be seen in the following page, can be recognized:

1) Remote control.
   The remote control is used to send information to the TV set using infrared signals.

2) IR remote control receiver.
   This circuit will amplify the infrared signals to the proper level requested for CCU input.

3) TV set front controls (local commands).
   It is possible, by means of shortcircuits of some CCU inputs, to obtain local commands already memorized in the microprocessor software.

4) On/Off.
   This information allows switching on and switching off of the TV set.

5) Reset.
   The reset pulse will start CCU function.

6) Memory.
   Informations regarding Programs and Analogical settings, are memorized in a non-volatile memory (NVM 3060) that has 512 x 8 bits capacity.

7) Analogical commands.
   The analogical commands allows analogical (brightness, contrast, saturation and volume) setting of the TV set.

8) OSD (On Screen Display).
   This circuit generates the character information that will be displayed on the TV screen.

9) PLL (Phase Loocked Loop).
   The PLL circuit will allows channel tuning.

Input/Output (I/O) ports: the microprocesor has 16 lines; of these lines, the ones related to port 2 can be used as input/output lines while the lines related to port 3 are only output lines. The output configuration are:

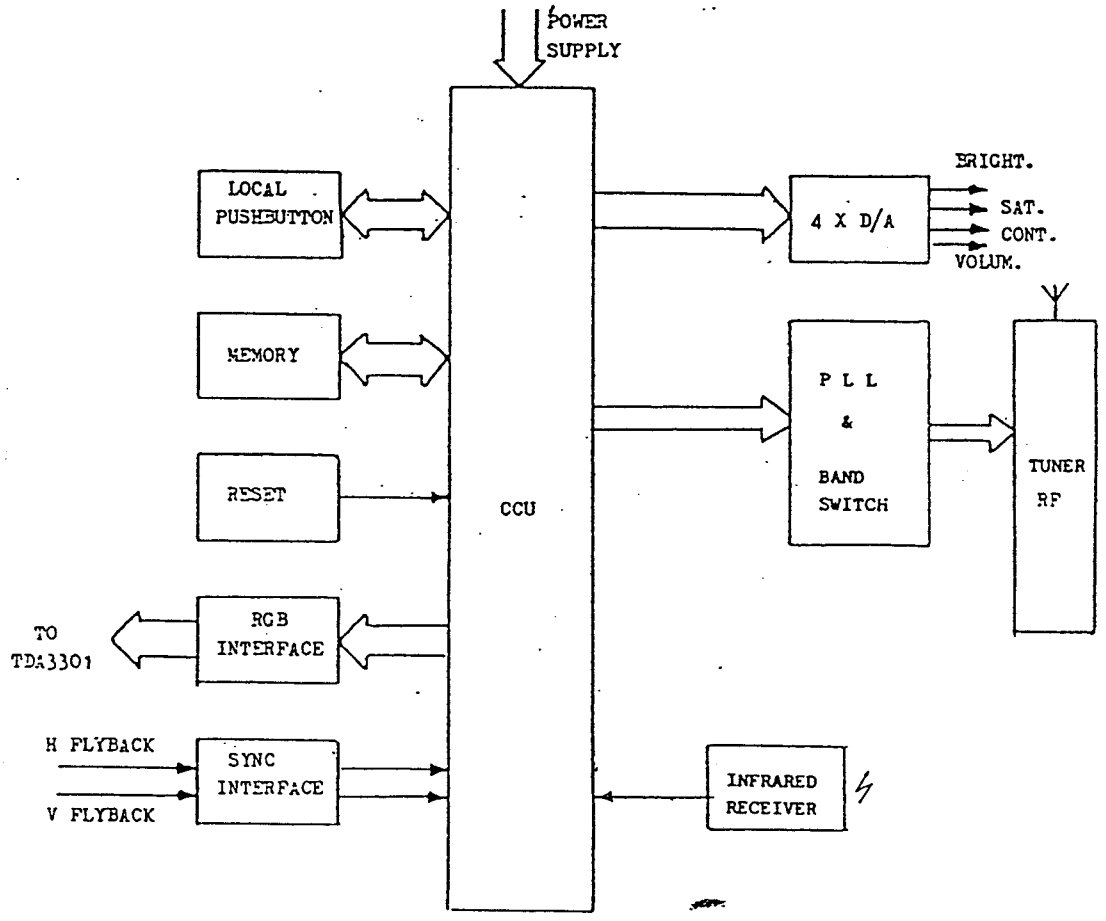
- TTL compatible.
- 5 V max. or 12 V max. Open Collector.

Very important are the two lines dedicated to the integrated circuit protocol realizing the IIC bus for communication of informations between microprocessor and the teletext IC, the stereo IC and the PLL IC.
The microprocessor (CCU) main features are:

- User adjustment processing.
- Pheripherical circuits control.

The dedicated software developed specifically for this chassis, to obtain user adjustment control and connected circuits control, has:

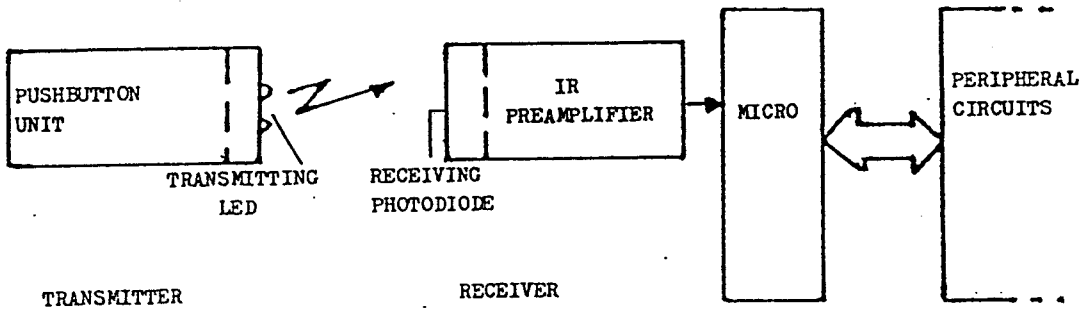
N° 2 lines for IIC bus for CCT teletext, Stereoton, PLL and various pheripherical IC; one line is only output port and the other is input/output port.
N° 5 input lines for port 2.
N° 1 line not connected to port 2.
N° 8 output lines for port 3.



Microprocessor and pheripherical circuits block diagram

REMOTE CONTROL INFRARED TRANSMITTER

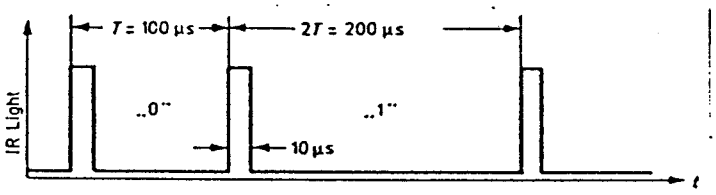
This system was developed to send CTV command informations. With this command transmission, obtained with infrared light coded transmission, it is possible to send as much as 1024 different commands.
The information is defined by the variation of the distance between two consecutive pulses that are very short (pulse duration about 10 μsec) and allows the driving of the infrared light emitting diode with a high current (till 2 A) obtaining, in this way, commands from long distancies, noise immunity and long life to the battery of the remote control.
In the CTV, a photodiode converts the received infrared light into a electric signal that, after preamplification, will be sent to the microprocessor that will decodify the received information.



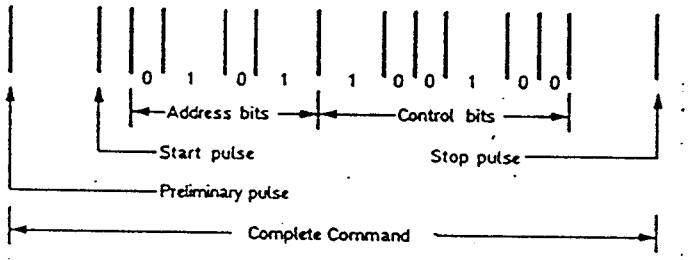
Block diagram of a transmitting and receiving system

Each transmission "word" is composed of 10 bits of information and is divided in 4 address bits and 6 data bits.
It is possible in this way to obtain maximum 16 address and 64 data totalling 1024 commands as already said.
To transmit 10 bits are used 14 pulses; the first one is called "preliminary" and is followed by a start pulse, in sequence they are 11 pulses for the transmission of the 10 data and, at the end, the stop pulse.
The binary informations "1" and "0" is obtained with the time interval between two consecutive pulses.
If we define as T (about 100 μsec.) as base for the transmitted code, the time equal to 1T corresponds to the binary information 0 and the time 2T to the binary information 1.
The time interval between the "preliminary" pulse and the start is equal to 3T as for the stop pulse.

EXAMPLE OF TRANSMITTED WORD

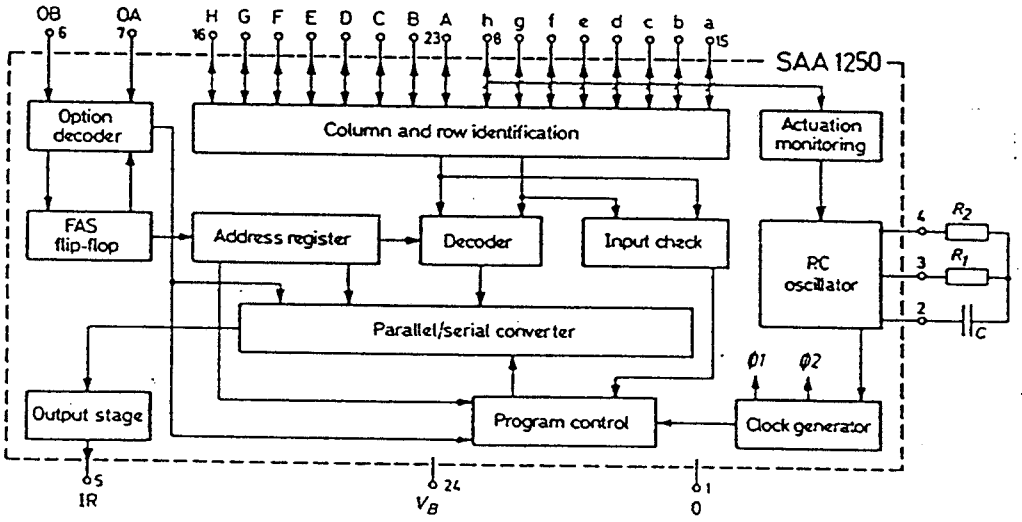


Representation of the binary digits 0 and 1 by means of intervals of different duration.

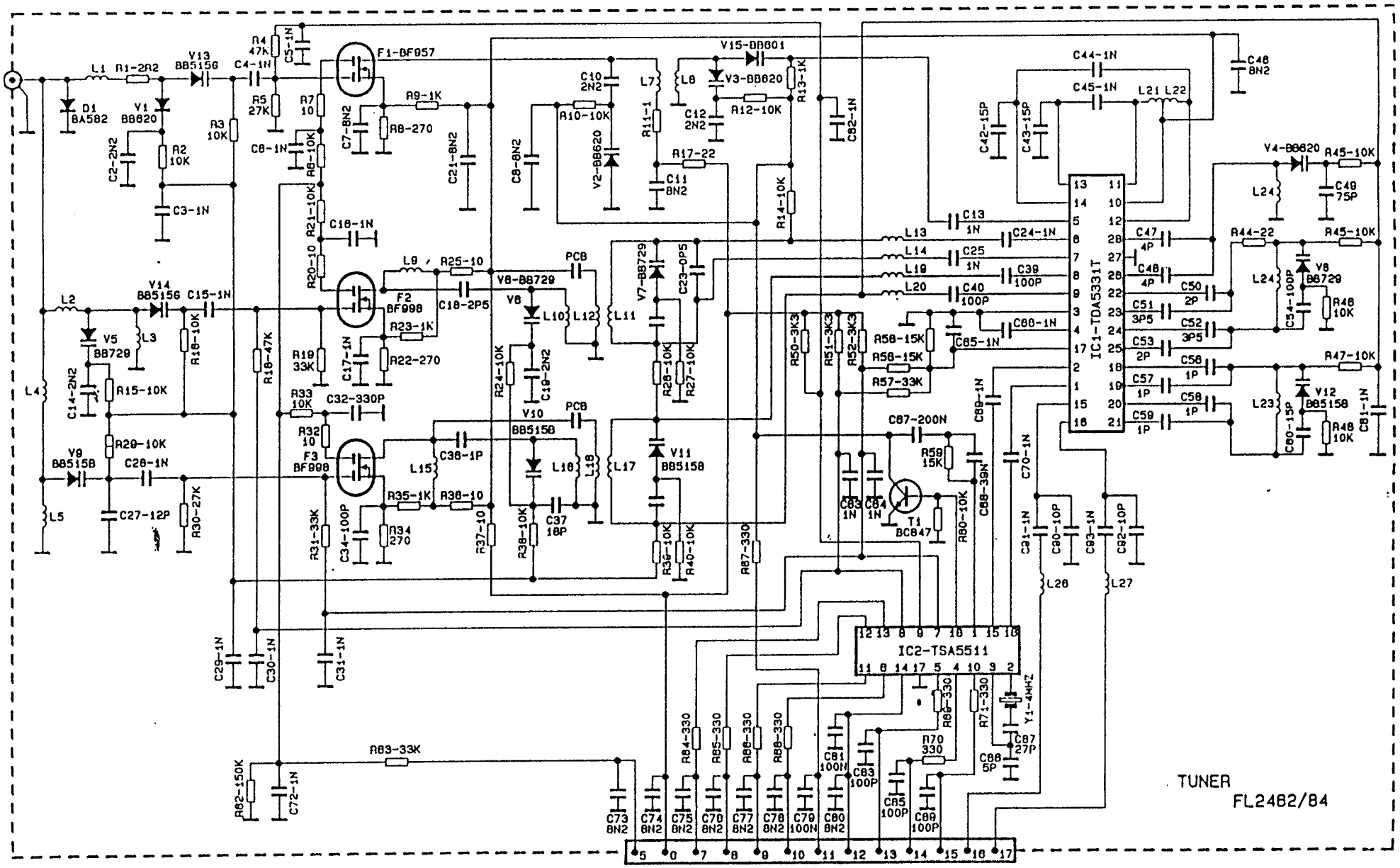


Example of command word "0101100100"

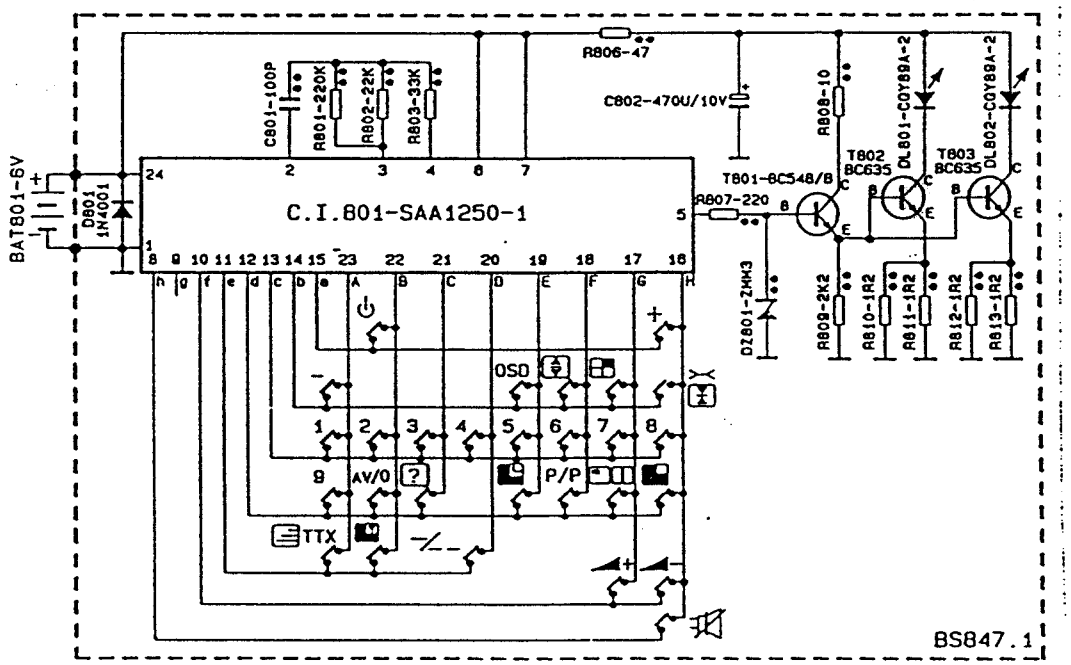
Every thing already explained, is obtained with integrated circuit SAA 1250 (or IRT 1260), whose block diagram below show the main circuits.



SAA1250 (or IRT1260) block diagram

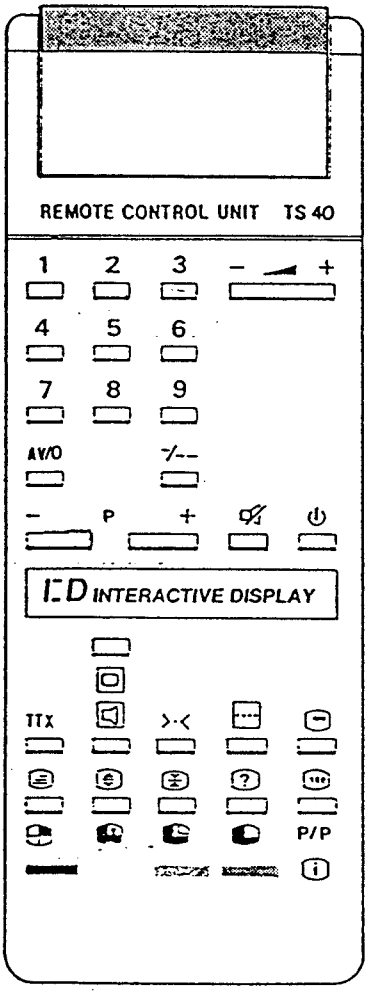

IC1-TDA5331T
IC2-TSA5511
F1-BF957
F2 BF998
F3 BF998
V1 BB620
V2-BB620
V3-BB620
V4-BB620
V5 BB729
V6-BB729
V7-BB729
V8 BB729
V9 BB515B
V10 BB515B
V11 BB515B
V12 BB515B
V13 BB515G
V14 BB515G
V15-BB601
T1 BC847
Y1-4MHZ
TUNER
FL2462/84

The RC oscillator frequency is determined by components connected to pins 2 and 3 and these components must be choosen keeping in mind the clock used in the receiver.
The oscillator start working only when the monitoring circuit find the presence of a transmission command.
In idle condition, the oscillator is cut-off and the power absorbed by the system (CMOS tecnology) is almost zero.
Connecting together one of the line pin (line a, h corresponding to pins 8 to 15) with one the column pin (column A, H corresponding to pins 16 to 23) starts the transmission of the command word.
If the pushing is related to more than one pushbutton, the transmission will be blocked. The pulse sequence will be repeated every 130 msec. till the release of the pushbutton.
With two pins it is possible to choose the transmission address that, in this case, is address 1-16.
The meaning of this address code 1-16 can be explained as follows: when one pushbutton is pressed, only one command with address 1 will be sent and, subsequently, will be transmitted every 130 msec. commands with address equal to 16.
The parallel to serial converter is made up with a shift register that will receive in the input the parallel information coming from the decoder and will give in the output circuit the same information in a serial way.



REMOTE CONTROL TRANSMISSION CODES TABLE

Transmission code	CTV in normal mode	CTV in teletext mode
1	TV off	TV off
7	P +	Next
8	P -	Last
12	OSD funct.	OSD funct.
13		TBS
15	Norm.	STOP
16	1; TV on	1
17	2; TV on	2
18	3; TV on	3
19	4; TV on	4
20	5; TV on	5
21	6; TV on	6
22	7; TV on	7
23	8; TV on	8
24	9; TV on	9
25	0/AV; TV on	0
28	PIP STOP	FLOF YELLOW PAGE
29	PIP ON/OFF	FLOF INDEX PAGE
30	RECAL	100
31	SWAP TV/PIP	FLOF CYAN PAGE
32	TXT	MIX/TV
33	PIP ZOOM	FLOF GREEN PAGE
35	P--/P-	
46	VOL +	VOL +
47	VOL -	VOL -
63	MUTE	MUTE



INFRARED (IR) PREAMPLIFIER

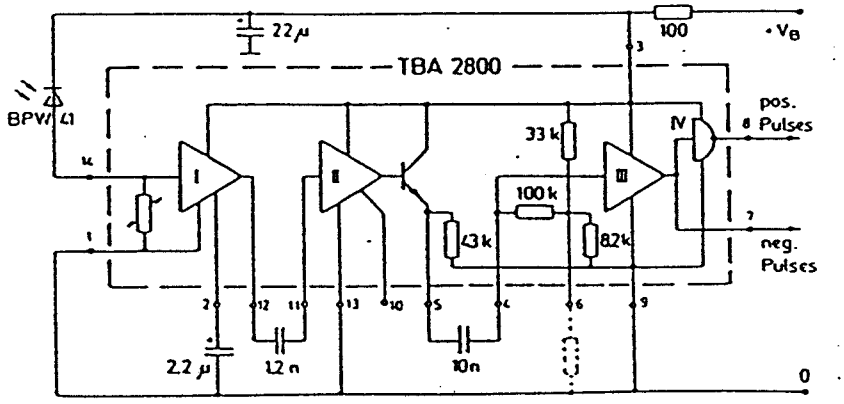
The purpose of the IR preamplifier, is the amplification of the infrared signal received from the photodiode (with an amplitude of few μV), till the proper level adapt to drive the following decoder (in this application the microprocessor). The IC used, TBA 2800, as can be seen on the block diagram, is made up with 4 main stages:

- Amplifier 1 with a controlled gain.
- Amplifier 2.
- Amplifier 3 that is, also, acting as a separator.
- Inverter 4.

The 1° amplifier has a very large dynamic range and this feature will improve the behaviour of the input stage in presence of interfering infrared lights coming, for instance, from

neon lamps.
Capacitor connected on pin 2 will affect the stage gain; must be remembered, anyhow, that are not accepted commands from distances below 30-50 cm..
Amplifier n° 2 will, further on, amplify the signal and will drive the following separator.
Noise immunity can be improved inserting a resistor between pin 16 and ground; in this case sensibility will be, naturally, decreased.
The output inverter give the possibility to obtain positive pulses on pin 8 and negative one's on pin 7.

BLOCK DIAGRAM OF TBA 2800 IC



Pin function

1 - Input ground.
2 - Ampl. n° 1 capacitor.
3 - Power supply.
4 - Ampl. n° 3 input.
5 - Ampl. n° 2 output.
6 - Separation threshold adjustment.
7 - Output of negative signal.
8 - Output of positive signal.
9 - Output ground.
10 - Test pin (not used).
11 - Ampl. n° 2 input.
12 - Ampl. n° 1 output.
13 - Ampl. n° 2 ground.
14 - Signal input.

LOCAL COMMAND

The local commands are using a 3 x 2 matrix; this combination will permit six command but one is not used and the five command left, are used for:
P- ; P+ ; VOL- ; VOL+ ; OSD.

The micro generates on pins 25, 31 and 32, multiplexed pulses when some of the local pushbutton will be pushed; these pulses are transferred on the two input pins 7 and 8 where the micro will read the relevant data to recognize which pushbutton was pressed and , later, execute the desidered command.

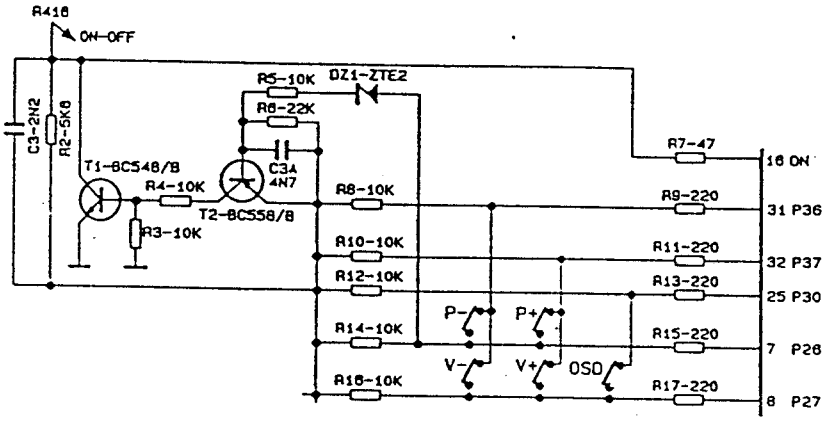
ON-OFF CIRCUIT

In stand-by condition, which correspond in this application with the integrated circuit completely supplied but with reset signal equal to zero, only part of the IC is waiting for commands that can be, in these conditions, only a switch on command.
The switch-on can be reached in two way:

A - via remote control; in this case a code 0...9 will start the switching-on procedure and pin 16 will be forced from inside to L level.

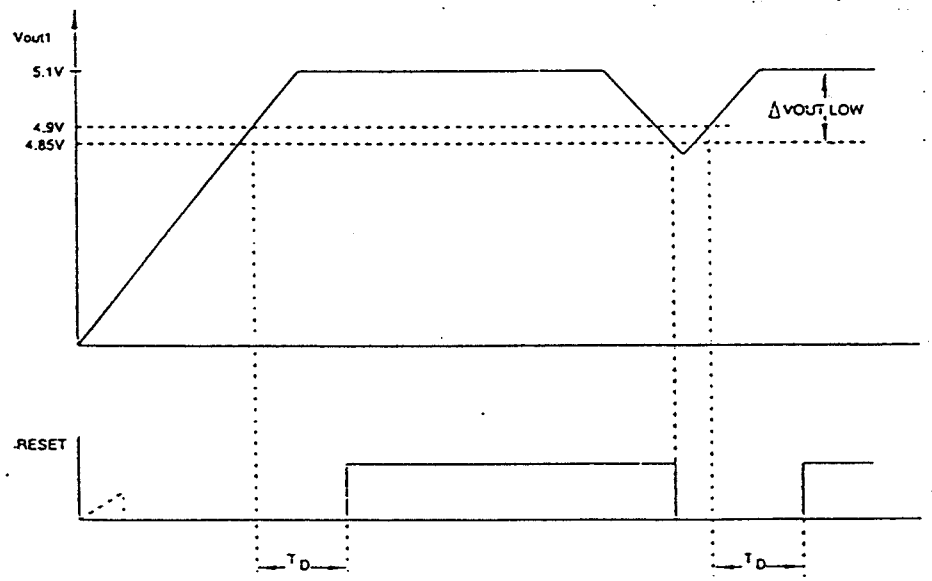
B - forcing to L level from outside the On-Off pin 16; really this pin is acting like a input/output pin. If it is H level will be acting like an input and, afterward, it will switch to output pin mantaining to L level the pin itself.

Previously was said that in stand by condition pin 32 was corresponding to bit 7 of gate 3 and was to logical level H; pushing pushbutton P+, T2, and consequently T1, will start conduction, forcing to L level the On-Off pin 16.
In consequence of L level of pin 16, the 12,6 V will be On and the TV set will switched On.



RESET CIRCUIT

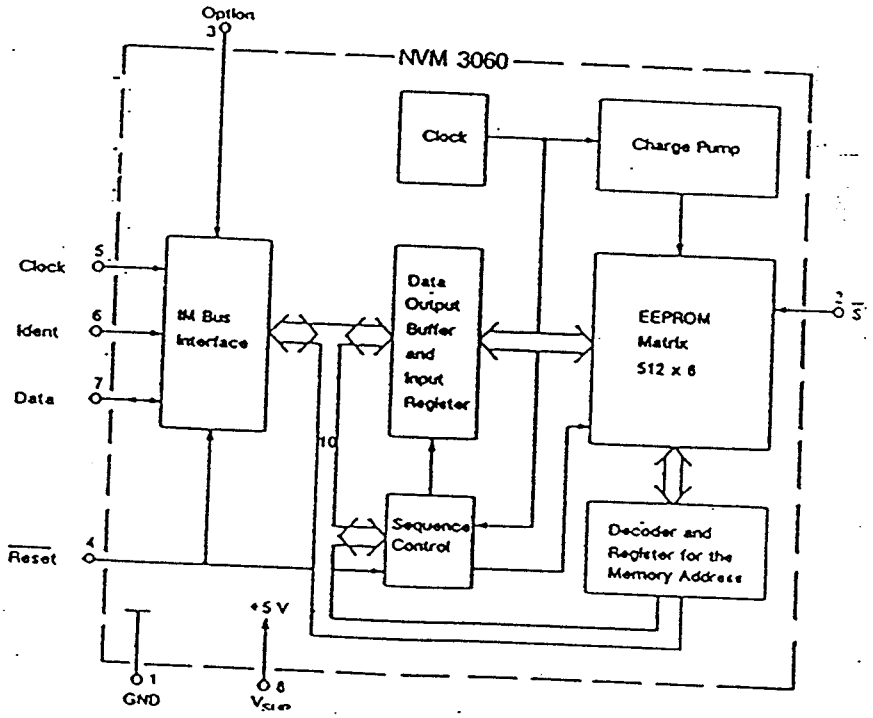
This circuit checks the power supplies allowing CCU procedures only if power supplies are correct.
C423 condenser was inserted to obtain delay on CCU procedure start and to mute sound (on mono CTV's) during switch on of the set.
The reset pulse is generated on pin 16 of CI402 IC (TDA8170), that is, also, the IC stabilizing the 5 V and 12,6 V power supply.
As can be seen on the following diagram, the reset pulse will be present only when the output voltage on pin 9 is higher than 4,9 V.
The internal generator will start to charge C423 and for the time of the condenser charge (TD) the reset output will remain to L level; when C423 will be completely charged, the reset output will go to H level.
If and when the 5 V supply is going below 4,85 V, the reset output will return to L level blocking, in this way, the CCU process; the system will start to work again when the output will increase higher than 4,9 V.



MEMORY

The main task of the memory consist in the memorization of the tuning programs data and of the normalized analogical sound and video data.
The memorization of information regarding Teletext insertion, PIP and of OSD colour, amplitude and position can be stored,

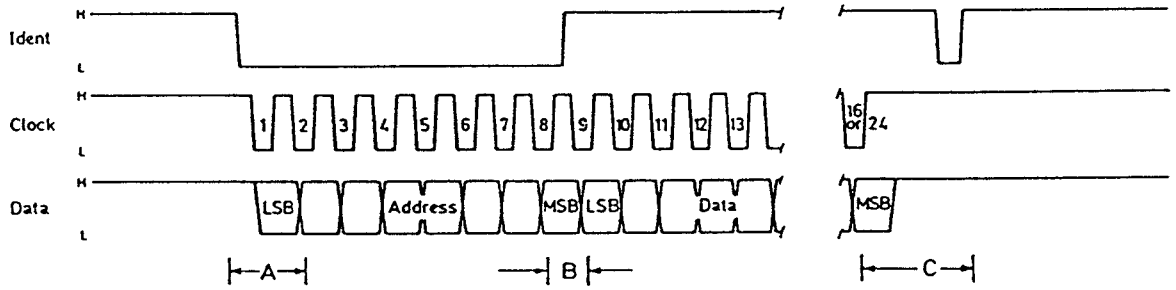
also, in this memory.
The chip used in this chassis (NVM3060) has a capacity of 4 Kbyte, corresponding to 512 memory location of 8 bit each and is controlled through the microprocessor IM bus.



The memory is addressed with the IM (InterMetal) bus that was developed to interconnect the CCU (Central Control Unit) to the various pheripherical circuits in a simple and economic way.
Being the CCU the only "master" and the other circuits only "slaves", it is not important to solve priority problems on the common bus.
The IM bus comprises three lines:
- ID Identification
- CK Clock
- D Data

The first two lines are only in one direction and controlled by the micro, while the Data line is bidirectional.
In idle condition, all lines are in H level logical state.
The bus information starts when the ID and CK signal are in L level logical condition.
After this procedure will be transferred 1 address byte that will start with the least significant bit (LSB); the data will be collected on the rising front of the clock signal.

At this point the ID signal will go to H level and on the slave circuits will start comparison with the address received. The pheripherical addressed circuit will be activated and will switch his IM bus circuit for data reading or writing.
The data writing or reading will be correlated to the proper address and, in this way, microprocessor and "slave" circuit will alwais know the function required.
The CCU will send, now, 8 or 16 clock pulses to write or to read 1 or 2 bytes on the "slave" circuit and the operation will be executed, also in this case, during the L to H (Low to High level) clock transition.
Stop to this interchange of information will be reached with a short negative pulse on the ID line; this pulse is, also, used to memorize data on the "slave" or CCU circuit.
The bidirectional signal flow is obtained using the output with Open Drain configuration; the pull-up resistors are inside the CCU itself.



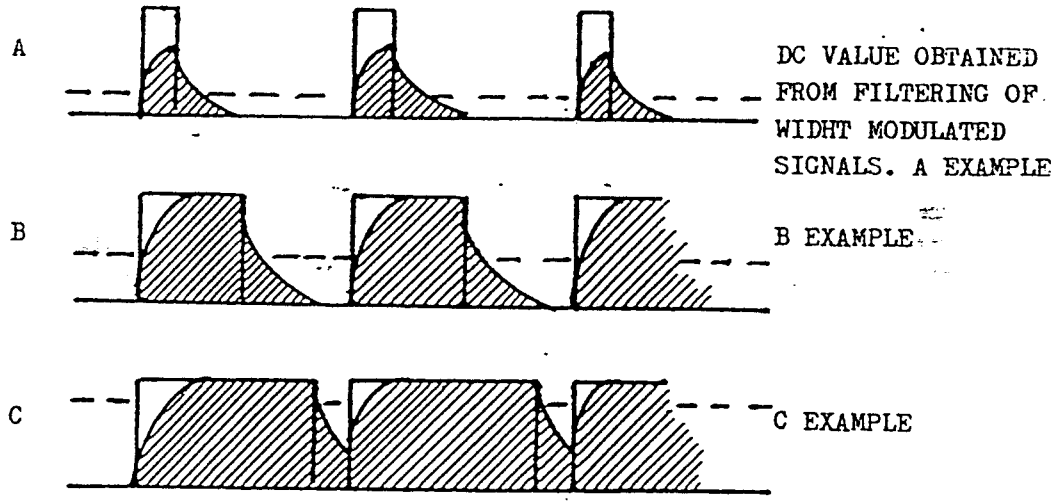
IM bus information exchange example

A) IM bus information start.
B) Address information end.
C) Transmission information end.

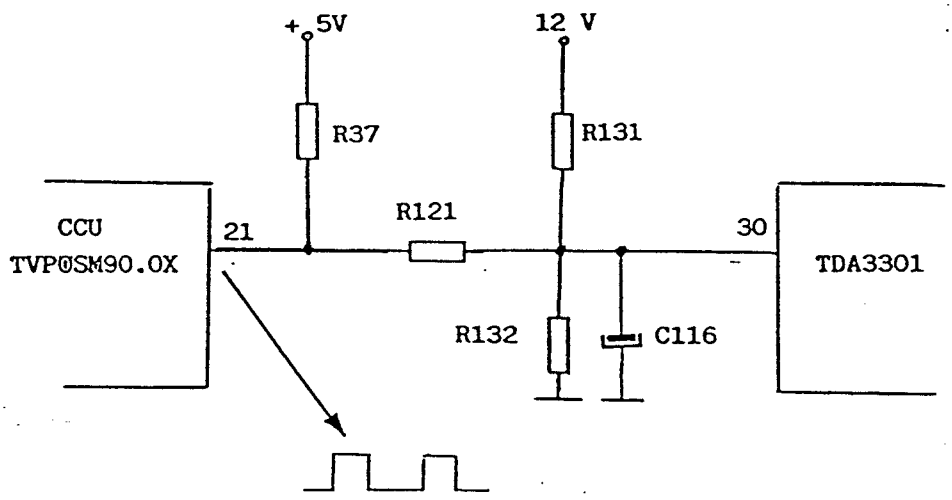
ANALOGICAL COMMANDS

To adjust brightness, contrast, colour and volume levels, it is necessary to give to the relevant circuits a d.c. voltage variable from minimum to maximum to cover the entire range of the adjustments.
This is obtained generating a square wave, with a 64 steps PWM modulation, on four CCU outputs.
The PWM (Pulse Wide Modulation) information is obtained pushing the relevant pushbutton on the local pushbutton unit or

the corresponding remote control pushbutton.
The volume control is working as described only for mono CTV sets.



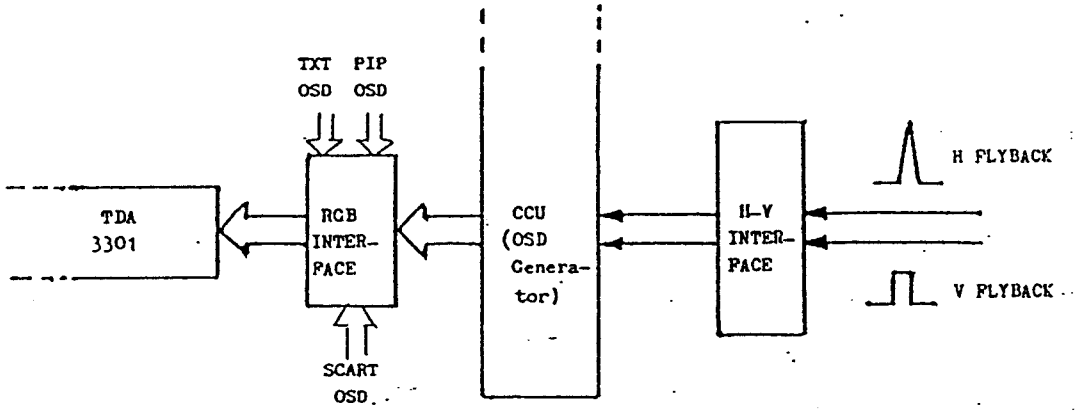
EXAMPLE: Brightness control



ON SCREEN DISPLAY (OSD) GENERATION

The TV user has the necessity to visualize the "STATUS" of the set itself; he will need to know, for instance, what program he has called for or are looking at and needs to know the analogical adjustment he will be doing.
These informations can be given by means of one Display mounted on the pushbutton unit or can be visualized, as in this application, directly on the CTV screen.
It is necessary, therfore, to generate R-G-B informations, completed with the necessary Fast blanking signal, with the proper screen position, in sync with the normal deflections signals H and V (Horizontal and Vertical).
The interface H, V and R-G-B blocks, must adapt the sync and R-G-B signal levels in respect to the used pheriferical circuits.

Block diagram of OSD system

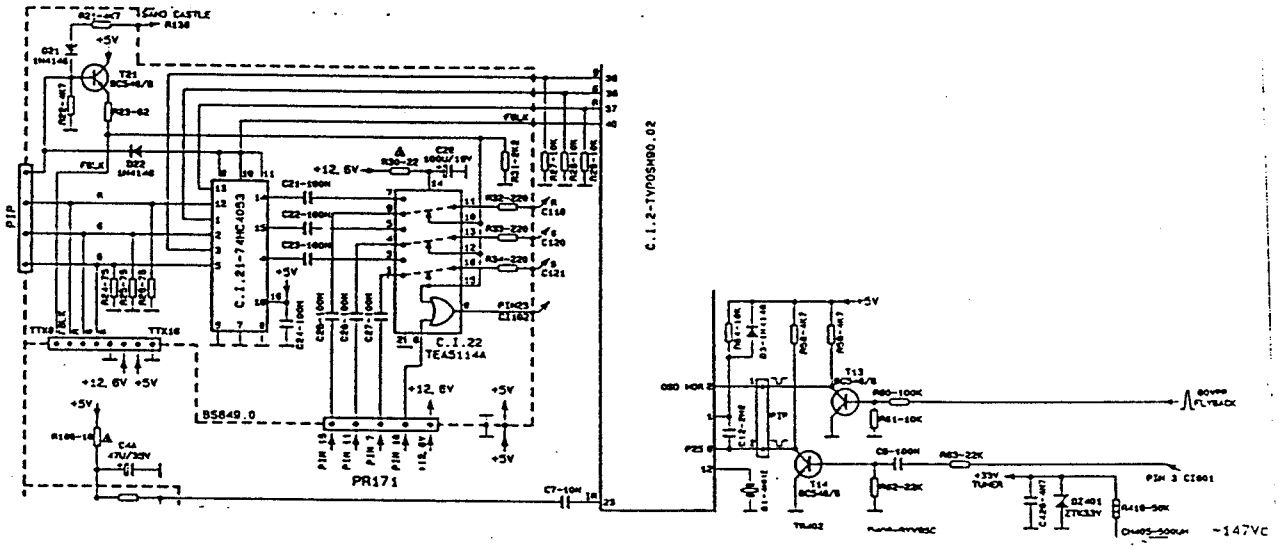


R - G - B SIGNALS SWITCHING

The R - G - B signals coming in, can be coming from various different directions; for instance from Teletext, from PIP, from the CCU and from Scart socket. It is necessary, therefore, to avoid that the incoming signals can reach in the same time the output circuits.
The interface R - G - B switching circuit has the purpose of proper selection of these inputs.
The proper selection is realized using the the fast blanking signal with the following priority:

1) OSD (On Screen Display) coming from the CCU.
2) OSD from Teletext or from PIP (Picture In Picture).
3) OSD from Scart socket.

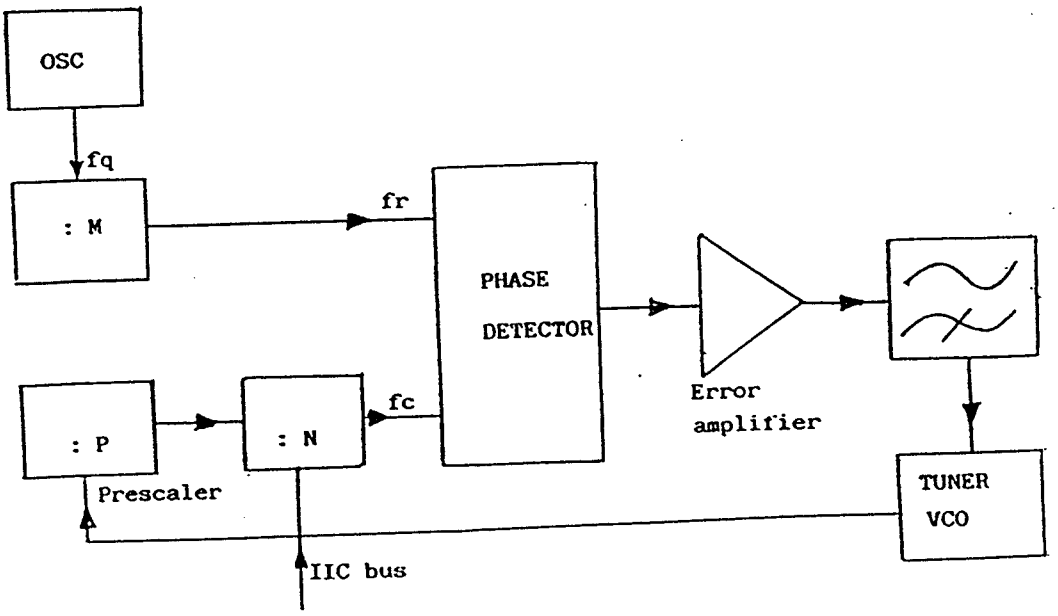
The 74HC4053 IC (CI21), is an analogical switch with four internal path; one of this section is not used.
Every switch has in one input the OSD R - G - B signal and in the other input the PIP or Teletext R - G - B signal added together in one resistor network.
The Fast Blanking signal, inputted to pins 9, 10 and 11, is generated in the CCU and will select the proper inputs.
On pins 14, 15 and 4 will appear the PIP or Teletext OSD R - G - B signal that are sent to the TEA5114A IC that is working also as a switch for these signals and the signal coming from the Scart socket.
The switch command for CI22 IC is coming from the logic OR circuit composed of Fast Blanking/CCU and Fast Blanking/Teletext added on the emitter line of T21.
The internal TEA5114A switches are switched with signals applied to pins 10, 12 and 15.
The R - G - B output signals are present on pins 11, 13 and 16 and these signals will be displayed on the TV screen via the TDA3301 IC; the switching signal for the TDA3301 IC is the Fast Blanking signal outputted from pin 9 of CI22 IC.



PLL (Phase Locked Loop) DESCRIPTION

OPERATING PRINCIPLE

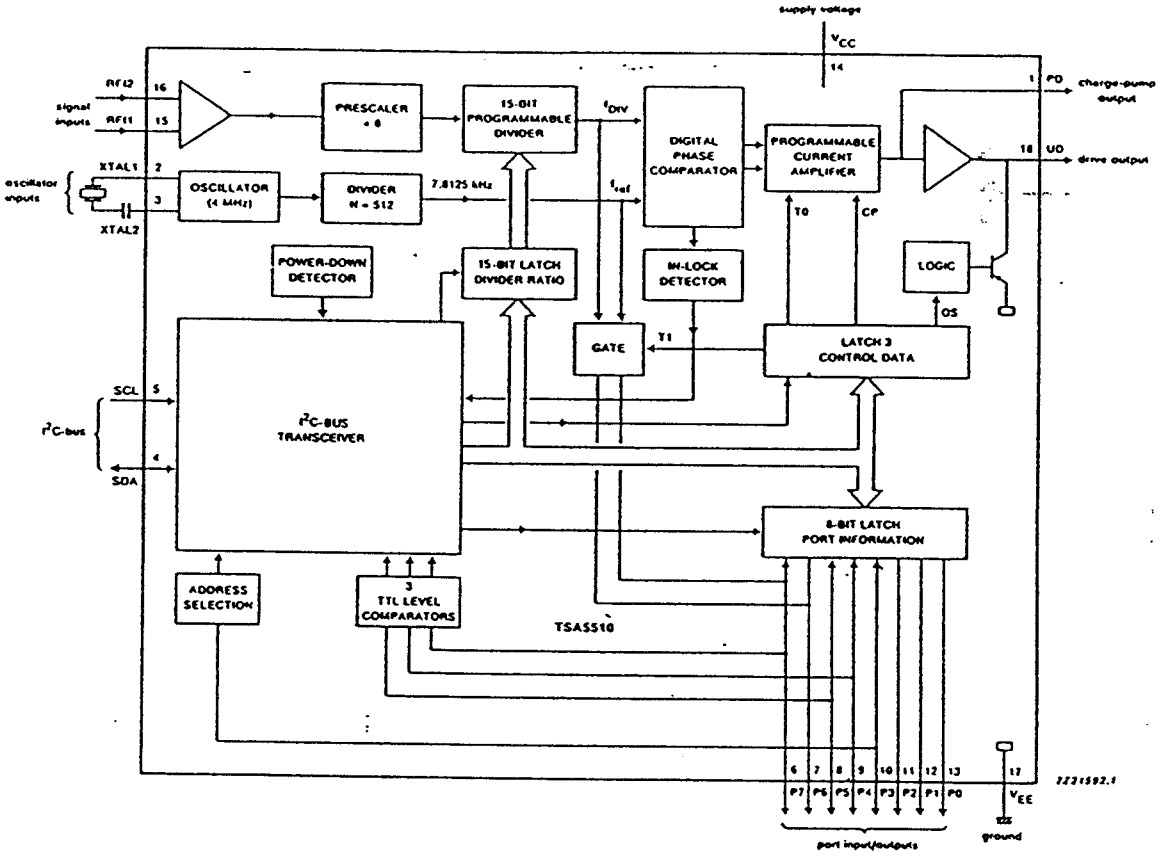
The frequency syntetizer system works on the "Phase Locked Loop" conception to realize one tuned oscillator with a frequency that can be varied in small digital programmable steps. With oscillators working with this principle it is possible to obtain quarz accuracy and stability.
In PLL circuits, the VCO (Voltage Controlled Oscillator) output will be divided with a fixed divider and, also, divided with a IIC bus programmable divider and the result will be sent to a comparator to be compared with a reference frequency obtained dividing one quarz controlled frequency. If the two signals inputted to the comparator have different phase, the comparator error signal output will be sent to the VCO oscillator closing, in this way, the "loop" realizing a negative feed-back.
The special line called "broadcast transmission identification", coming out from the TDA4504/B IC, will infirm the CCU of the presence of a valid broadcast and will be used as a automatic broadcast search during tuning or to recognize the presence/absence of one transmitting station and, consequently to mute the sound.
The oscillator frequency can be varied in small steps varying the variable divider ratio via the IIC bus; the frequency resolution of the entire system is 62,5 MHz.



PLL circuit block diagram

CIRCUIT DESCRIPTION

The PLL circuit is composed, mainly, of the TVPO2066 microprocessor and the TSA5511T IC mounted inside the tuner.



TSA5511T block diagram

TSA5511T IC exchange information with the microprocessor via pins 4 and 5. The data line receives 5 bytes serial data to select the tuner oscillator frequency (or the programmable divider), to program the 8 output ports (pins 6 ÷ 13) and to control the programmable current amplifier.
The reference frequency (7,8125 KHz) of the PLL circuit is obtained dividing by 512 the 4 MHz of the quarz oscillator.
The tuner local oscillator signal is applied to the symmetric inputs, pins 15 and 16, and, after amplification, divided for 8 and, subsequently, divided with the programmable divider (controlled by microprocessor data) to obtain 7,8125 KHz equal to the reference frequency.
This last signal, obtained with the two consecutive division, will be compared with the reference frequency and the output

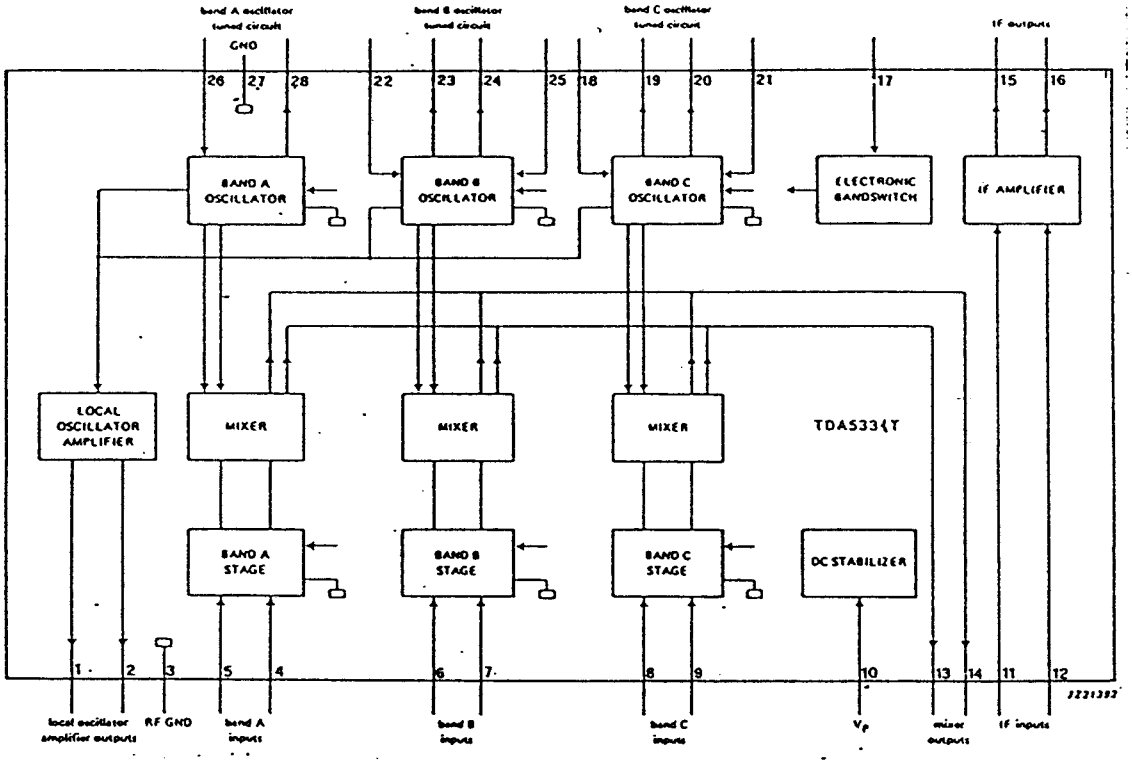
of the comparator will control a current programmable amplifier and the result will be amplified with a voltage amplifier.
The programmable current amplifier is controlled continuosly by the phase comparator to mantain stabilized the varicap voltage and will be programmed by data coming from the microprocessor every channel change, via input pins 4 and 5 coming from the IM bus transcodification.
The output signal, pin 18, is applied to transistor T1; the conduction of this transistor will give a voltage drop on R56 that will control the varicap voltage.
Pin 1 controls, also, the varicap line giving output pulses directly generated by the programmable current amplifier; this will happen only during channel change to speed-up the tuning.
Of the 8 output ports P0...P7, only 3 are used for band selection: band A, B and C.

Band A : 48,25 ÷ 168,25 MHz (video carrier).
Band B : 175,25 ÷ 463,25 MHz (video carrier).
Band C : 455,25 ÷ 855,25 MHz (video carrier).

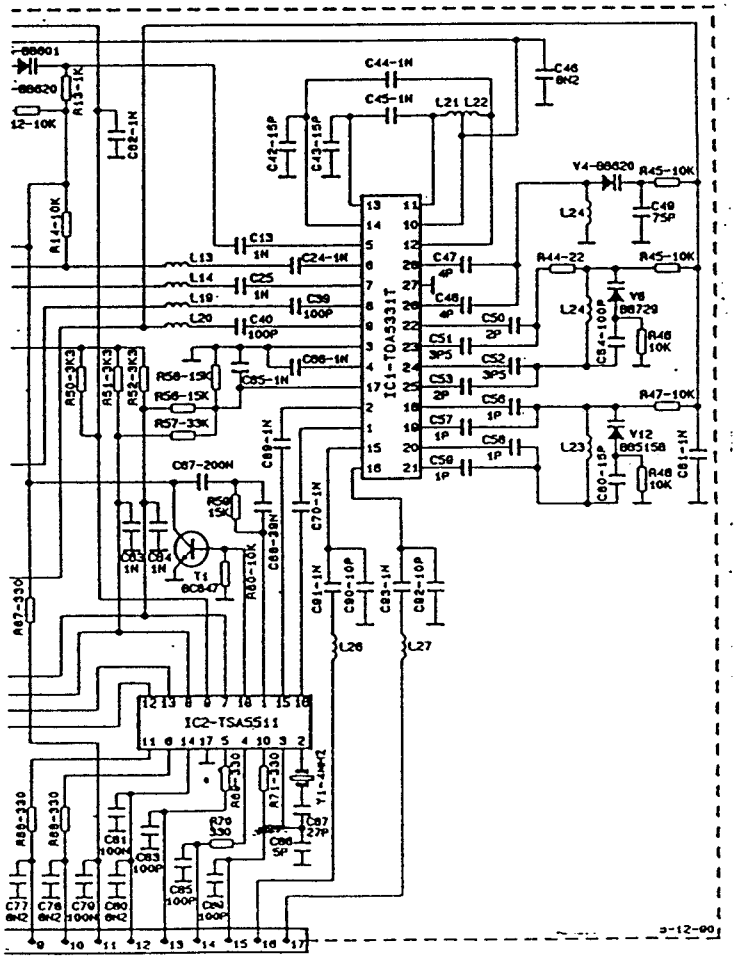
The 3 used ports have output pins 7, 8 and 9 and are selecting, respectively, band C, B and A.
The output with H logical value will select the related band and will take in conduction one of the three RF amplifier: F1 or F2 or F3.
Two of these three ports, pins 7 and 8, are used, also, to select one of the three oscillators of the tuner; these oscillators are inside TDA5331T IC.
Depending on the logical level of the pins, will be selected different resistor networks (made up with R51, R52, R55, R56 and R57) giving to pin 17 of TDA5331T three different voltage levels:
0 V : selects band A.
2,5 V : selects band B.
5 V : selects band C.

These voltage levels are obtained from pins 7 and 8 logical levels as can be seen from the following table.

Logic outputs of TSA5511	0 V	2,5 V	5 V	TDA5331T pin 17 voltage output
pin 7	0	0	1	
pin 8	0	1	0	



TDA5331T BLOCK DIAGRAM



PART OF THE TUNER SCHEMATIC DIAGRAM: PLL CIRCUIT, BAND OSCILLATORS AND MIXERS.

CHANNELS WITH IF = 38.9 MHz

OSD	CHAN-NELS	BAND	VIDEO CARRIER
00	S20	VHF1	294.25
01	R1	VHF1	48.75
02	K2	VHF1	48.25
03	K3	VHF1	55.25
04	K4	VHF1	62.25
05	K5	VHF3	175.25
06	K6	VHF3	182.25
07	K7	VHF3	189.25
08	K8	VHF3	196.25
09	K9	VHF3	203.25
10	K10	VHF3	210.25
11	K11	VHF3	217.25
12	K12	VHF3	224.25
13	A	VHF1	53.75
14	B	VHF1	62.25
15	C	VHF1	82.25
16	D	VHF3	175.25
17	E	VHF3	183.25
18	F	VHF3	192.25
19	G	VHF3	201.25
20	H	VHF3	210.25
21	K21	UHF	471.25
22	K22	UHF	479.25
23	K23	UHF	487.25
24	K24	UHF	495.25
25	K25	UHF	502.25
26	K26	UHF	511.25
27	K27	UHF	519.25
28	K28	UHF	527.25
29	K29	UHF	535.25
30	K30	UHF	543.25
31	K31	UHF	551.25
32	K32	UHF	559.25
33	K33	UHF	567.25
34	K34	UHF	575.25
35	K35	UHF	583.25
36	K36	UHF	591.25
37	K37	UHF	599.25
38	K38	UHF	607.25
39	K39	UHF	615.25
40	K40	UHF	623.25
41	K41	UHF	631.25
42	K42	UHF	639.25
43	K43	UHF	647.25
44	K44	UHF	655.25
45	K45	UHF	663.25
46	K46	UHF	671.25
47	K47	UHF	679.25
48	K48	UHF	687.25
49	K49	UHF	695.25
50	K50	UHF	703.25
51	K51	UHF	711.25
52	K52	UHF	719.25
53	K53	UHF	727.25
54	K54	UHF	735.25
55	K55	UHF	743.25
56	K56	UHF	751.25
57	K57	UHF	759.25
58	K58	UHF	767.25
59	K59	UHF	775.25
60	K60	UHF	783.25
61	K61	UHF	791.25
62	K62	UHF	799.25
63	K63	UHF	807.25
64	K64	UHF	815.25
65	K65	UHF	823.25
66	K66	UHF	831.25
67	K67	UHF	839.25
68	K68	UHF	847.25
69	K69	UHF	855.25
70	(**)	UHF	863.25
71	R2	VHF1	59.25
72	R3	VHF1	77.25
73	R4	VHF1	85.25
74	R5	VHF1	93.25
75	R7	VHF3	183.25
76	R8	VHF3	191.25
77	R9	VHF3	199.25
78	R10	VHF3	207.25
79	R11	VHF3	215.25
80	R12	VHF3	223.25
81	S1	VHF1	105.25
82	S2	(*)	112.25
83	S3	(*)	119.25
84	S4	(*)	126.25
85	S5	(*)	133.25
86	S6	(*)	140.25
87	S7	(*)	147.25
88	S8	(*)	154.25
89	S9	(*)	161.25
90	S10	(*)	168.25
91	S11	VHF3	231.25
92	S12	VHF3	238.25
93	S13	VHF3	245.25
94	S14	VHF3	252.25
95	S15	VHF3	259.25
96	S16	VHF3	266.25
97	S17	VHF3	273.25
98	S18	VHF3	280.25
99	S19	VHF3	287.25
100	S21	VHF1	303.25
101	S22	VHF1	311.25
102	S23	VHF1	319.25
103	S24	VHF1	327.25
104	S25	VHF1	335.25
105	S26	VHF1	343.25
106	S27	VHF1	351.25
107	S28	VHF1	359.25
108	S29	VHF1	367.25
109	S30	VHF1	375.25
110	S31	VHF1	383.25
111	S32	VHF1	391.25
112	S33	VHF1	399.25
113	S34	VHF1	407.25
114	S35	VHF1	415.25
115	S36	VHF1	423.25
116	S37	VHF1	431.25
117	S38	VHF1	439.25
118	S39	VHF1	447.25
119	S40	VHF1	455.25
120	S41	VHF1	463.25

CCIR CHANNELS: K2÷K12 ; A, B, C, D, E, F, G, H ;
K21÷K69 ; S1÷S41.
OIRT CHANNELS: R1÷R12.
NOTE: R6 (OIRT) COINCIDE WITH D (CCIR).

* CHANNELS IN VHF1 OR VHF3 DEPENDING ON TUNER (CATV OR IPERBAND).
** NON STANDARD CHANNEL.

STEREO SOUND DECODING

SOUND IF AND AUDIO SIGNAL PROCESSING

The IF audio signal coming out from the tuner, properly amplified, is applied to the IF (Intermediate Frequency) filter. The IF filter (FC201) is composed of a SAW (Surface Acoustic Wave) filter and will control the total selectivity of the TV receiver and, specifically, the response of the received channel in comparison of the adjacent channels.
The oputput of the tuner is symmetrical with 50 μ impedence.
The output of the SAW filter is, purposely, kept to a low value to minimize direct and three times reflections, and to obtain a correct video response.
IF composite signal, will be "filtered" and separated in the two main copmponents, video and audio, by means of a SAW "quasi split sound" filter.
This filter is composed with two sections with different Amplitude/Frequency response that can separate the IF video and sound signals.
The two signals obtained in this way, are applied to the relevant decoders to draw the low frequency output signals.

QUASI PARALLEL SOUND PROCESSOR

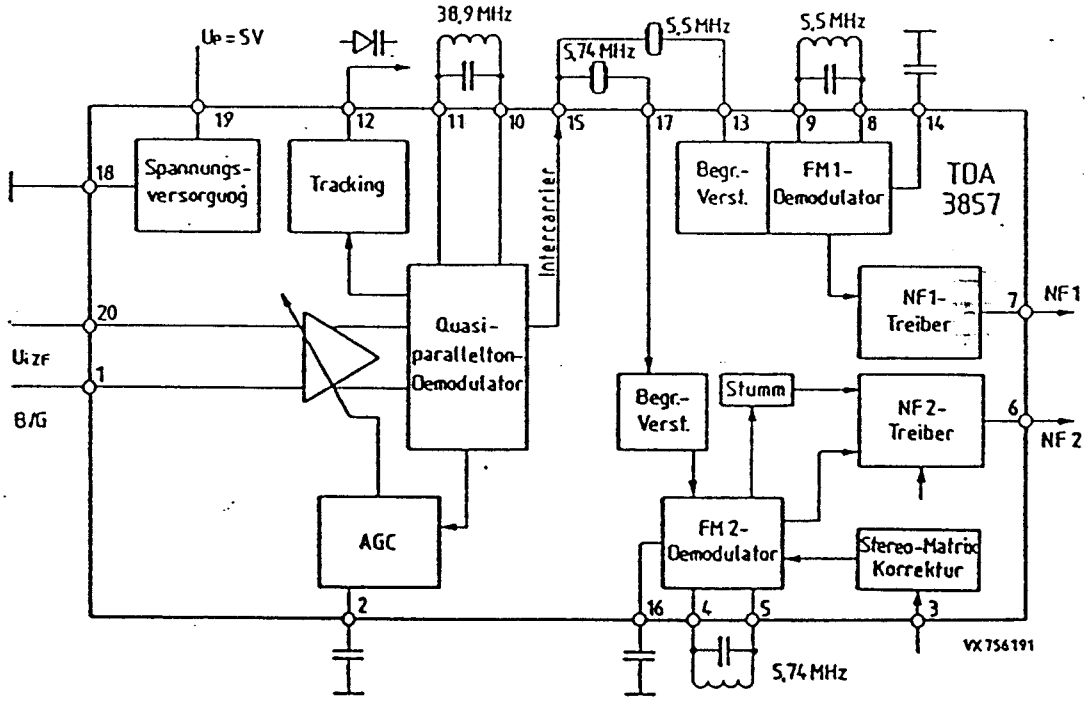
The Quasi Parallel Sound processor acts, also, like a double FM decoder. TDA3857 IC, block diagram below, will process the audio signal; the main features of this IC are:

- Large band, gain controlled amplifier.
- Peak AGC.
- Reference amplifier for video carrier regeneration.
- Intercarrier mixer for FM sound signal.
- Separated decoding for 5,5 and 5,74 MHZ intercarrier frequency.

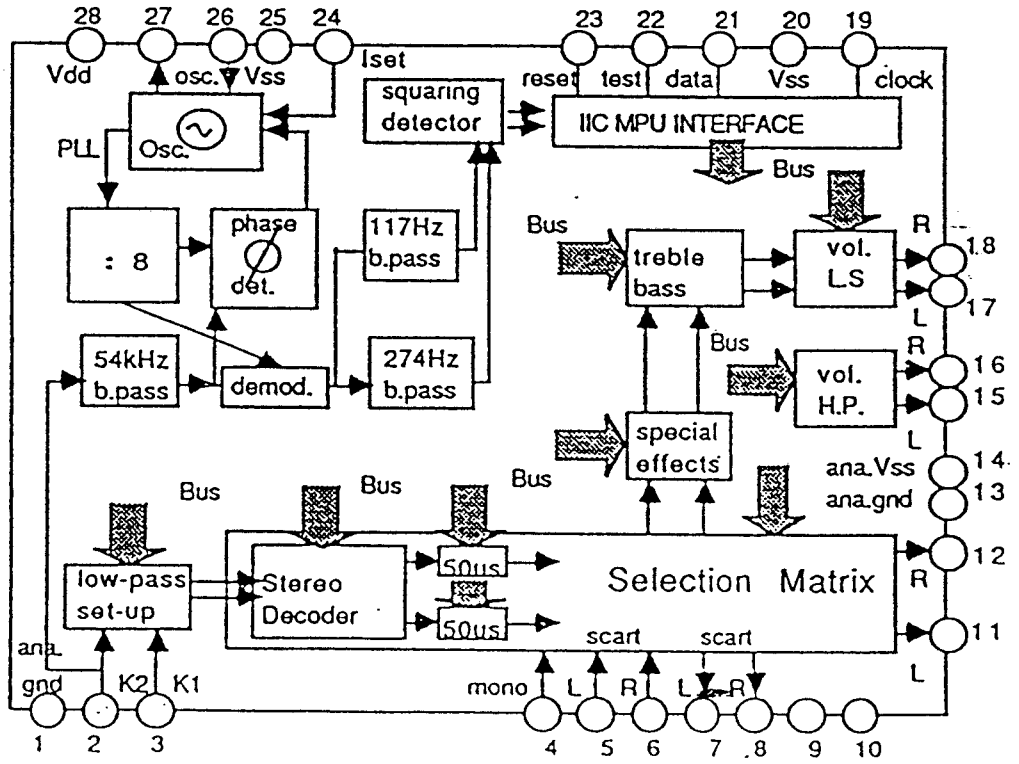
The IF signal is simmetrically applied to TDA3857 input pins 1 and 20; the audio amplifier, three stages, will amplify the signal to the value apt to obtain perfect detection.
The output level of the third stage, is kept constant, also for large variation of the input signal (gain reduction till 60 dB), by means of one error voltage amplifier that acts on all of the three amplifying stages.
Subsequently, the amplified signal is demodulated with a syncronous demodulator that will multiply the IF signal with the 38,9 MHz reference frequency (different for other TV standard, 39,5 MHz for instance, for I standard) with a Φ=90°, obtained from the same signal by means of the tuned circuit L203- C207.

The multiplying dmodulator eliminates the components of the double side bands and cut-off harmonic frequencies and the intermodulation products. In this way the noise level (buzz) generated from the video modulation will be reduced to minimum.
The signal, so obtained and internally filtered, is outputted from CI201 IC pin 15 and, subsequently, is filtered and separated with two passband ceramic filters (5,5 and 5,74 MHz), and applied to pins 13 and 17.
The two analogical carriers, 5,5 and 5,74 MHz, frequency modulated with stereo or bilingual signals, are decoded in two separate section of the sound processor circuit.
Both of demodulators are made up with a limiting amplifier followed by a coincidence detector with an high AM rejection and with a negligible intermodulation. The cross-talk between FM demodulators will be very low due to high separation.
The composite audio signal AF1, main channel (L+R)/2 in band base or mono compatible, and the AF2, (rigth channel or second language + pilot signal for identification) will supply the audio decoder via two second order lowpass active filters. The pilot carrier, amplitude modulated, is filtered with the passband filterd composed of L204 and C218.
The circuit selectivity was developed to leave the lateral band (specially in the 274,1 MHz range) to get through with attenuation less than 1dB; due to this reason, the tuned circuit has a bandpass larger than 1 KHz ($Q \approx 40$).
CI202 IC (MC44130) works as audio decoder.
This IC was specially developed to solve all functions and controls for stereo transmission with two analogical carriers. It combines deenphasis, dematrixing, identification of broadcast characteristics and the relevant matrix switching; it can switch, moreover, an external incoming signal.
Three two way outputs, indipendent one from each other, are giving signals to Scart (Peritelevision) socket, to the power output amplifiers and to earphone preamplifier.
The outputs for power output circuits (for loudspeaker) is volume, balance, treble and bass tone controlled and, furthermore it is possible (only for this output) to select pseudo-stereo and "spatial stereo" effects.
The earphone output is provided only with volume control that is indipendent from the one working in the power output stage.
All described functions, are carried out under IIC bus control.

TDA3857 BLOCK DIAGRAM

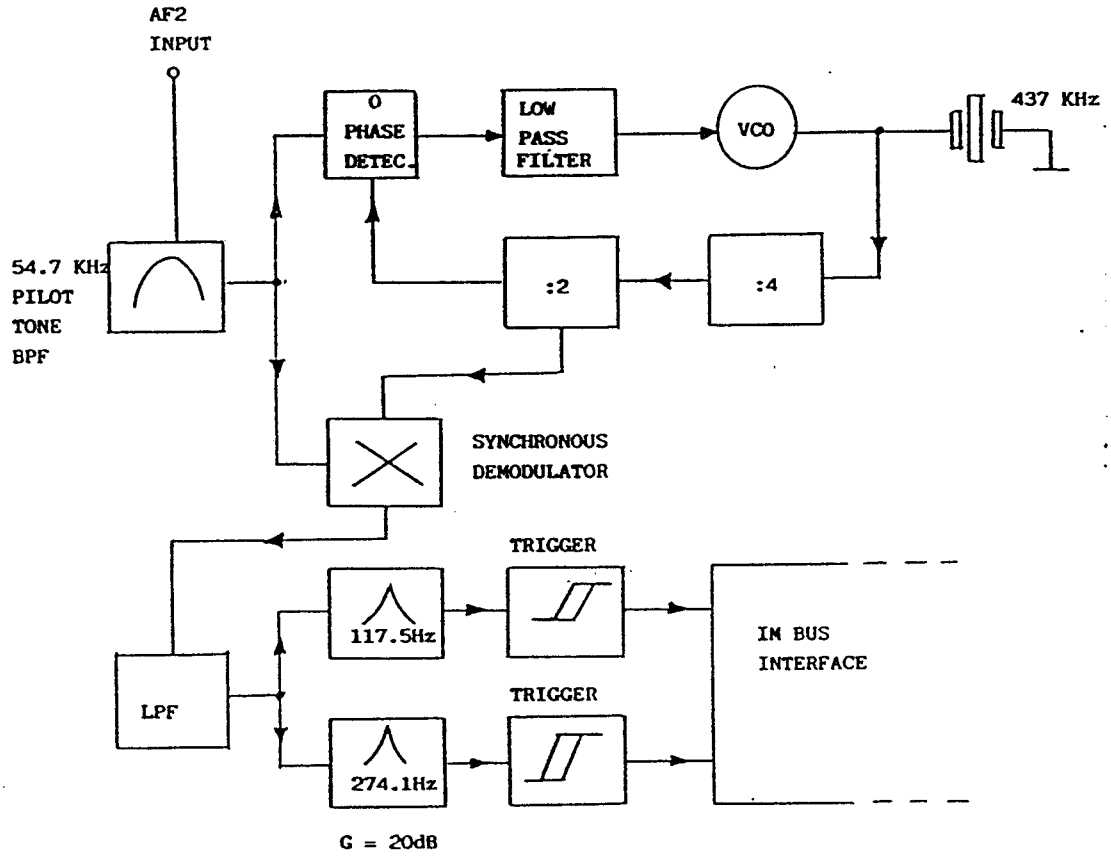


MC44130, STEREO DECODER, BLOCK DIAGRAM



PILOT CARRIER IDENTIFICATION

The broadcast audio contents will be identified with pilot carrier demodulation. The pilot carrier frequency (transmitted with AF2 audio signal) is 54,6875 KHz and is AM modulated (50 %) with 117,5 Hz during stereo transmission and 274,1 Hz during bilingual transmission while is not modulated in case of mono transmission.
The pilot carrier will be filtered with a passband filter (Q ≈ 10) to obtain good separation from audio signal; the result will be going to a syncronous demodulator for AM demodulation. The demodulator works on the multiplying mode, and the reference frequency carrier is obtained from the local oscillator frequency working on PLL concept.



Pilot carrier demodulation block diagram

The decoded signal will be sent to two passband filters that will supply two identification bits releted to the transmission received. The two bits will have the values shown in the following table.

Frequency	117,5 Hz	274,1 Hz
MONO	0	0
STEREO	1	0
DUAL SOUND	0	1
ERROR	1	1

If the pilot carrier is not present, the VCO frequency will be fixed using the ceramic filter FC204 (f=437 KHz ≈ 8 x f pilot).
The two identification bit, via interface circuit, are controlled all time by the microprocessor and, in this way, the matrix circuit automatic working will be simplified.
The fast switching of the matrix during broadcast switch-over is not recommended and to avoid mistake the microprocessor will check many times the identification signal before allowing the system to switch the matrix circuit.
All procedures are carried out with "digital" filters that are counting the four possible states of the two identification bits (see preceeding table).

The four "counting" filters used are:

1) Mono (FIM).

2) Stereo (FIS).

3) Dual sound (FID).

4) Error (FIE).

The FIA filter (Adaptive Delay Filter) will fix the counting time that can be 1,5 ≈ 8 sec..
Every 50 msec., the microprcessor will increment one of the four filter in relation to the result coming out from the identification circuit.
After every reading, the addition of these four filters will be compared with the actual value of FIA filter.
When parity is achieved, the microprocessor will define the necessary switching.
To switch the matrix circuit, it is necessary to obtain different filter percentage in relation to the working matrix.

The matrix can be modified only if the transmission identification allows the following switching:

Mono	<------->	Stereo
Mono	<------->	Dual sound
Stereo	<------->	Dual sound

As already reported, the counting percentage needed to switch from one condition to another one (and, consequently, switch the relevant matrix) will be different in different modes depending on the actual transmission mode.

- From Mono condition (actual identification):

To switch the matrix circuit it is necessary to reach 87% of the total counting to select other matrix. The system will be forced to Mono also if the Error filter reach 12% of the counting, and this will be not influenced indipendently from values reached by other filters.

- From Stereo to Dual sound:

The identification circuit needs 62% of the counting to select other matrix. The system will be forced to Mono if the Error filter will reach 50%.
If none of the filters will reach the switching threshold, the actual working matrix will not be switched off.

- From every one of the selected matrix:

If the running selection will not receive 100% of the counting, part of the remaining counting coming from the other counters will be added in the FIA filter to increment the "decision time" (pratically, the counting number wiil be increased).
Due to the fact that these filters are working in a "percent" basis, the increment or decrement of the FIA filter counting will be exponential. The maximum added value will be limited to 36.
If the actual selection, anyhow, receives 100% of the counting, equal to the preceding selection, the FIA filter will be decremented 12% of the actual value.
To sum up, the FIA filter, in relation to the values obtained on the four filters, can reach values in between 15 (minimum) and 99 (maximum). This will give a "decision time" in between 1,5 sec (15 minimum) and 8 sec (99 maximum).
In case of system forced to Mono by Error counter overflow, the FIA filter will be brought back to maximum value.

Noisy antenna signal or unmodulated pilot carrier transmission, can produce uncertain situations.
In these cases the Mono matrix must be selected fastly than in normal conditions; for this reason the Error filter FIA has a lower threshold.

AUDIO LOW FREQUENCY CIRCUIT

The two low frequency audio signals, L and R, outputted from audio processor circuit, are applied to the TDA2009 (CI202) relevant sections to be power amplified.
The 24,5 V (unloaded) power supply is applied to pin 9 and the d.c. output of the two amplifiers will be V/2.
The a.c. negative feedback is determined with resistor divider R232/R231 and the circuit gain will be:

$$\frac{R231 + R232}{R232}$$

corresponding, in this case, with 32 dB.
R230 and C247 are working as "Boucherot cell".
Integrated circuit CI204 will amplify the headphone signal (with impedence $\geq$ 16 μ) and can output a R.M.S. power of about 20 mW (16 μ) with standard modulation.

AUDIO MUTING

- Audio muting in stand-by On/Off.
  With the set in stand-by condition, or during On/off, the amplifiers are going in Mute condition via diodes D202 and D203 and transistors T205 and T206; the last transistor will receive H level from microprocessor pin 36.

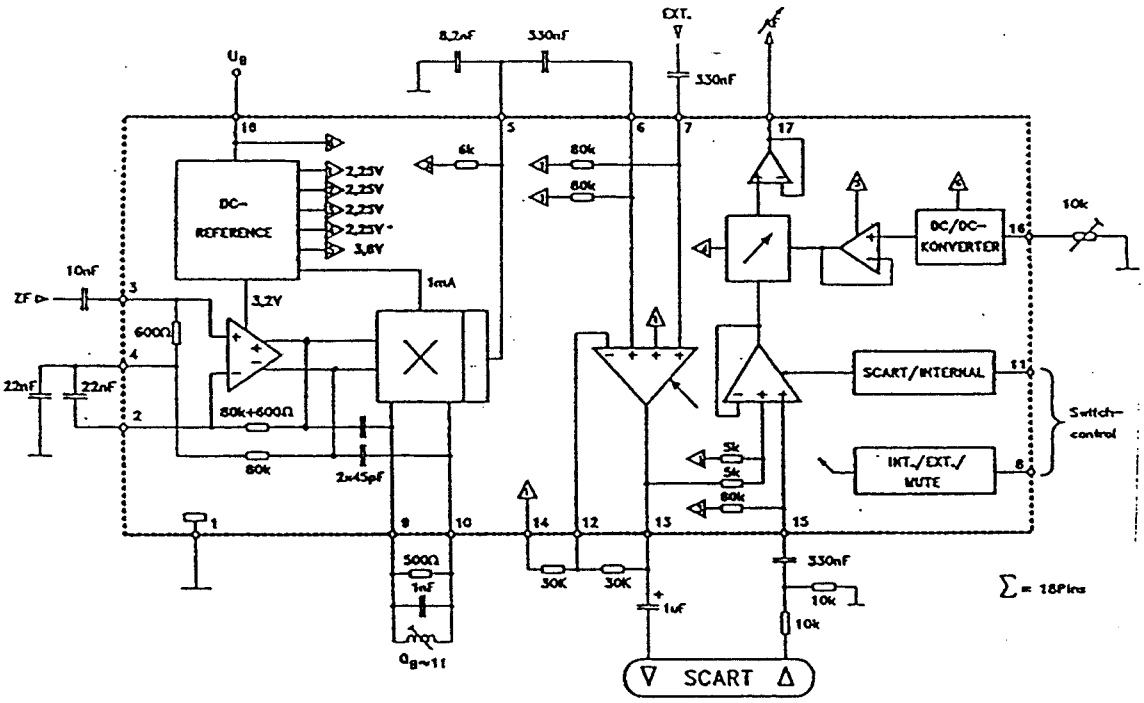
- Muting from remote control.
  Also in this condition, the command signal will be coming from microprocessor pin 36.

- Muting without signal, during channel search or program/channel switching.
  In these cases, the muting signal will be coming from microprocessor (via software) to MC44130 IC, pins 19 and 21, through IM bus lines.
  The audio muting will,also, be effective on the audio output signals of the Scart socket.

MONO SIGNALS AUDIO CIRCUIT

TDA3827 IC, performs following functions:

- IF amplifier.
- Limiter.
- FM demodulator.
- Scart input audio switch.
- Low frequency amplifier.



TDA3827 block diagram

The audio signal coming from 5,5 MHz (FC261) band filter, is amplified and limited to ensure AM and residual video components suppression. The signal is detected in a FM detector stage with a 5,5 MHz tuned circuit composed of L261 and C269. The detected low frequency audio signal, is applied to the internal amplifier via the audio switch connected between pins 13 and 15.
This switch is controlled with A/V command, applied to pin 11, coming from microprocessor pin 28. With pin 11 H level, will be activated the audio signal coming from Scart socket and with pin 11 low (L) level will be passing the audio signal coming from FM demodulator.
The preamplified and volume controlled (with voltage sent to pin 16) LF signal output, TDA3827 pin 17, will be sent to the power output amplifier TDA1905 IC.

The power amplifier is a operational amplifier with a feedback signal applied to the inverting input pin 6.
This feedback, coming via R274, R275 and C280, will fix the bandpass linearity and the maximum amplification of the operational amplifier itself.
The amplified audio signal will be outputted from pin 1 and, via C282, will drive the loudspeacker connected to pins AL 1 and 3.

AUDIO MUTING

- Audio muting in stand-by On/Off.
  The audio is not passing through because a H (High) level is present on microprocessor pin 36 and this voltage will bias T261 base.
  In this condition, pin 4 of the audio output IC (non inverting input of the operational amplifier), will be to L (Low) level and the audio output will be cut-off.

- Muting from remote control.
  Also in this case the command signal will be coming from microprocessor pin 36.

- Muting without signal, during channel search or program/channel switching.
  During these operations, pin 14 of TDA4504 will be L (Low) level and, consequently, also TDA3827 pin 8 will be L (Low) level blocking the internal low frequency preamplifier.
  In this case, the audio muting will be, also, effective on the Scart socket audio output.